

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Controlador PID-AA: Desenvolvimento de Novas Técnicas de
Pré-Ajuste e de Compensação de Atraso de Transporte**

Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa Catarina
para a obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

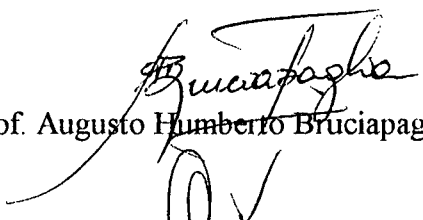
Maurício Rocha Maia

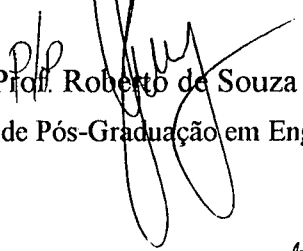
Florianópolis, Novembro de 1993.

**Controlador PID-AA: Desenvolvimento de Novas Técnicas de
Pré-Ajuste e de Compensação de Atraso de Transporte**

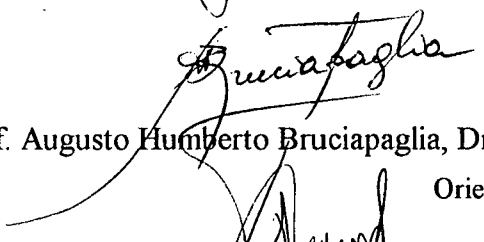
Maurício Rocha Maia

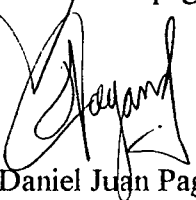
Esta dissertação foi julgada para obtenção do título de
Mestre em Engenharia
especialidade **Engenharia Elétrica**,
área de concentração **Sistemas de Controle e Automação Industrial**,
e aprovada em sua forma final pelo Curso de Pós-Graduação.

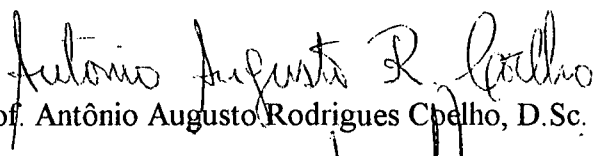

Prof. Augusto Humberto Bruciapaglia, Dr. Ing.
Orientador

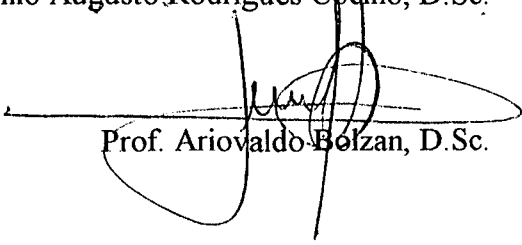

Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:


Prof. Augusto Humberto Bruciapaglia, Dr. Ing.
Orientador


Prof. Daniel Juan Pagano, M.Sc.
Co-Orientador


Prof. Antônio Augusto Rodrigues Coelho, D.Sc.


Prof. Ariovaldo Bolzan, D.Sc.

Mãe

Só Deus sabe o quanto você sempre quis ver esta tese pronta e o quanto de incentivo você deu para que ela saísse. Mas Ele tinha planos maiores. Em todo caso, aí está ela. Vai para você, onde quer que você esteja.

Lico

AGRADECIMENTOS

Aos professores Augusto Humberto Bruciapaglia e Daniel Juan Pagano pela amizade e orientação

Aos amigos Marcos André Silveira Menezes, Marcio Heide Suguieda e Juan Antônio Salvatierra Gimenes pela amizade, pelas discussões proveitosas e pelos preciosos auxílios prestados.

A todos os amigos que, de alguma forma, contribuíram para a realização deste trabalho e, especialmente, à Galera de Base pelo convívio sempre alegre e sempre festivo no decorrer desses anos.

De modo todo especial ao pessoal lá em casa pelo apoio e carinho constantes.

A minha Mãe por toda uma vida de amor e dedicação.

RESUMO

Este trabalho apresenta um método para ajuste automático do controlador PID. O procedimento de ajuste é executado em duas etapas: identificação do processo através do fechamento da malha do processo com um relé e ajuste dos parâmetros através de um refinamento do método de ajuste de Ziegler-Nichols.

Algumas procedimentos são incorporadas ao sistema de ajuste, a fim de adequá-lo ao funcionamento em ambiente industrial.

Resultados de simulação permitem avaliar o desempenho do método de ajuste proposto.

Ainda neste trabalho é tratado o problema do controle de processos com longos atrasos de transporte. Uma estratégia simples de controle para processos com esta característica, apresentada em [HAG 91,92], é analisada. Esta estratégia consiste em um controlador PI com compensação de tempo morto (PIP). Uma metodologia de auto-ajuste do PIP é também apresentada.

Resultados de simulação permitem avaliar o desempenho da metodologia de auto-ajuste proposta.

ABSTRACT

This work presents a method for the automatic tuning of a PID controller. The proceeding to tune is executed in two stages: process identification by closing the loop of the process with a relay, and tuning of the parameters through a refinement of the Ziegler-Nichols' tuning formula.

Some tools are incorporated to the tuning system in order to adjust it to functioning in an industrial environment.

Simulation results allow us to evaluate the performance of the proposed tuning method.

Further in this work the problem of controlling processes with long time-delay is treated. A simple strategy for controlling such processes, presented by [HAG 91, 92], is analyzed. Such strategy consists in a PI controller with a dead time compensator (PIP). A methodology for self-tuning of the PIP is also presented.

Once again, simulation results allow us to evaluate the performance of the proposed methodology for self-tuning.

SUMÁRIO

Resumo v

Abstract vi

Capítulo 1 - Introdução..... 1

 1.1. - O Controlador PID-AA..... 3

Capítulo 2 - Método Freqüencial de Ajuste Automático 7

 2.1. - Introdução 7

 2.2. - Conceito de Ajuste Automático..... 8

 2.3. - O Método de Identificação com Relé 8

 2.3.1. - A Idéia Básica 9

 2.3.2. - A utilização do Relé 10

 2.3.3. - Princípio do Método..... 10

 2.3.4. - Análise do Primeiro Harmônico 11

 2.4. - Métodos de Ajuste Automático Baseados no Ensaio com Relé..... 14

 2.5. - O Método Implementado 20

 2.5.1. - Caracterização do Processo 20

 2.5.2. - O Método..... 22

 2.5.3. - Descrição do funcionamento do sistema relé/PID..... 25

 2.6. - Resultados Experimentais..... 29

 2.6.1. - O relé em operação..... 29

 2.6.2. - Comparação entre os métodos..... 32

 2.7. - Conclusão 39

| | |
|---|-----|
| Capítulo 3 - Integração Relé/PID-AA | 40 |
| 3.1. - Introdução | 40 |
| 3.2. - Justificativa da Ligação do Relé ao PID-AA | 40 |
| 3.3. - Comparação entre os métodos de ZNMfreq e ZNMtemp | 44 |
| 3.3.1 - Análise do método de ZNMtemp | 45 |
| 3.3.2. - Análise do Método de ZNMfreq | 47 |
| 3.3.3. - Ajustes no Método de ZNMfreq | 49 |
| 3.4. - Aspectos da Integração Relé/PID-AA | 54 |
| 3.4.1. - Arquitetura do PID-AA | 55 |
| 3.4.2. - Integração do Método de ZNMfreq | 61 |
| 3.5. - Conclusão | 66 |
| Capítulo 4 - Compensação do Atraso de Transporte | 67 |
| 4.1. - Introdução | 67 |
| 4.2. - Atraso de Transporte | 68 |
| 4.3. - Preditor de Smith | 69 |
| 4.4. - Controlador PIP | 72 |
| 4.4.1. - Estrutura do Controlador | 72 |
| 4.4.2. - Pré-ajuste | 77 |
| 4.4.3. - Adaptação | 84 |
| 4.4.3.1. - Ajuste no Caso de Mudança de Referência | 84 |
| 4.4.3.2. - Ajuste no Caso de Perturbação de Carga | 95 |
| 4.5 - Conclusão | 102 |
| Capítulo 5 - Conclusões Gerais | 104 |
| Referências Bibliográficas | 107 |

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

No controle de processos industriais, o engenheiro de controle por muitas vezes se depara com processos para os quais os controladores lineares clássicos (a exemplo do PID) não apresentam desempenho satisfatório. Isto é devido às características inerentes ao processo sob controle, tais como não-linearidades, parâmetros variantes no tempo, interação entre as malhas, ou ao próprio desconhecimento do processo por parte do engenheiro de controle ou operador. No caso de processos cujos parâmetros variam em função de mudanças no ponto de operação, o sistema de controle em malha fechada pode apresentar uma resposta satisfatória para uma condição de operação, mas deixar de ter um desempenho adequado sob outras condições.

Tais processos requerem estratégias de controle mais elaboradas, tais como Controle Robusto, ou técnicas de Controle Adaptativo.

Controle Adaptativo é um tipo especial de controle por realimentação não-linear em que os estados do processo podem ser separados em duas categorias, que mudam a diferentes taxas. Os estados que variam lentamente são vistos como parâmetros do processo, enquanto que os estados com variação mais rápida são as variáveis do processo. Isto introduz a idéia de duas escalas de tempo: uma escala de tempo rápida para a realimentação clássica e outra lenta para a atualização dos parâmetros do controlador [ÅST, 84].

Uma classe especial de controlador adaptativo é formada por controladores de estrutura fixa, mas com parâmetros auto-ajustáveis. Esses controladores possuem a capacidade de ajustar seus parâmetros, sem a intervenção do operador, a fim de compensar mudanças na dinâmica da planta.

Grande parte das pesquisas na área de controladores auto-ajustáveis está voltada para o desenvolvimento de controladores PID auto-ajustáveis [ÅST, 88b][KRA, 84][SHI, 88]. Justifica-se este fato, de acordo com:

- Os controladores PID constituem a grande maioria dos controladores encontrados em todo tipo de instalações industriais.
- Os controladores PID são amplamente conhecidos e utilizados por engenheiros e operadores de planta.

- O PID apresenta diversas características desejáveis, pois: incorpora a realimentação de saída, tem reduzido número de parâmetros ajustáveis, diretamente relacionados com as ações de controle; permite a eliminação de "offsets" através da ação integral; apresenta um efeito antecipativo através da ação derivativa e, com pequenas alterações, pode também tratar de problemas de saturação nos atuadores.
- Na maioria dos problemas de controle industrial, os processos apresentam características dinâmicas benígnas e especificações de desempenho não muito estritas.

Esses aspectos motivaram o desenvolvimento, no LCMI (Laboratório de Controle e Microinformática), de um controlador PID auto-ajustável (PID-AA/UFSC). O projeto inclui, até o presente momento, cinco dissertações de mestrado defendidas no Curso de Mestrado de Engenharia Elétrica da UFSC.[PAG, 89][PAL, 91][ABR, 92][CAE, 92][KAM, 92].

Para o desenvolvimento do PID-AA foram feitas algumas hipóteses de trabalho relativas a:

- universo do processo controlado,
- objetivos de controle e
- estrutura do controlador.

Universo do processo controlado

No estudo realizado, limitou-se o universo dos processos reais aos processos estáveis em malha aberta, de qualquer ordem, com curva de reação (resposta ao degrau) em forma de S , admitindo-se a existência de zeros (incluindo instáveis) na função de transferência do processo, desde que não afetem a característica sobreamortecida de malha aberta do sistema. Nesta classe está incluída a maioria dos processos industriais.

O processo está submetido a perturbações de carga pertencentes à classe de sinais constantes por partes, bem como a perturbações paramétricas e, eventualmente, a perturbações estruturais lentas.

Objetivos de Controle

Os objetivos de controle são definidos sobre a resposta no tempo do sistema em malha fechada em termos de:

- erro nulo em regime,
- sobrepasso máximo admissível (Somax),
- subpasso máximo admissível (Sumax), e
- minimização do critério IAE.

Estrutura do Controlador

Utiliza-se o equivalente discreto do controlador PID clássico. O algoritmo incorpora ainda uma estratégia de eliminação de sobrecarga da ação integral.

1.1. - O Controlador PID-AA

No desenvolvimento do controlador PID-AA, optou-se por um método de auto-ajuste baseado em um sistema especialista. Dada a complexidade do problema e a multiplicidade de aspectos que este envolvia, foram introduzidas, numa primeira etapa, simplificações importantes. Considerou-se então que:

- Os sinais não apresentavam ruído de medição, o que praticamente eliminava o problema do reconhecimento das formas de onda.
- As perturbações aditivas agiam apenas na saída do processo, tornando o problema do regulador idêntico ao do servo.
- Os processos apresentavam relação L/τ variando no intervalo $[0.1;1]$.

Para a montagem da base do conhecimento do sistema especialista, aproveitou-se resultados da bibliografia [SHI, 88][BRI, 70], assim como visitas a instalações industriais e discussões com pessoal especializado no ajuste de controladores PID. Porém a maior parte do conhecimento em ajuste do PID foi obtida de um intensivo trabalho de simulação em um simulador desenvolvido especialmente para este fim [PAG, 89].

As formas de onda da resposta do processo em malha fechada foram classificadas em dez grupos, correspondendo a cada um deles um conjunto de regras para o ajuste do PID. Desta forma, quando o sistema detecta uma mudança de referência ou uma perturbação de carga, o tipo de resposta é identificado e uma sequência de regras de ajuste é disparada, de forma a diminuir o erro existente entre a forma de onda da resposta atual do sistema e a resposta desejada (especificada). O ciclo de ajuste é repetido tantas vezes quanto necessárias, até a resposta atender as especificações de controle.

De forma a minimizar o número de ciclos de ajuste do controlador, foi desenvolvido um método de pré-ajuste baseado no método de ajuste de Ziegler-Nichols(ZN) que permite partir de um conjunto de parâmetros iniciais do PID mais próximo do conjunto final de parâmetros de ajuste (parâmetros "ótimos") [PAG, 89]. O método de Ziegler-Nichols consiste na obtenção dos parâmetros do modelo através da resposta em malha aberta do processo. Da curva de reação são obtidos os parâmetros L (atraso de transporte efetivo do processo), τ (constante de tempo equivalente do processo) e g (ganho estático do processo) que são usados no ajuste dos parâmetros do PID. O método desenvolvido é denominado de "Método de Ziegler-Nichols Modificado"(ZNM), e consiste em relacionar os melhores ajustes do PID com os obtidos por ZN. Os parâmetros iniciais do PID são então calculados pelas relações:

$$K = \alpha(L / \tau) * K_{ZN} \quad (1.1)$$

$$Ti = \beta(L / \tau) * Ti_{ZN} \quad (1.2)$$

$$Td = \gamma(L / \tau) * Td_{ZN} \quad (1.3)$$

onde:

K_{ZN} , Ti_{ZN} e Td_{ZN} são os parâmetros do PID fornecidos pelo método de ZN,

α , β e γ são relações levantadas empiricamente, em função de L/τ e

K , Ti e Td são os parâmetros do PID fornecidos pelo método de ZNM

As simplificações introduzidas nesta primeira versão do PID-AA viabilizaram o trabalho mas, em certo sentido, condenaram-no a ser mais um de interesse acadêmico. Assim, outros trabalhos foram desenvolvidos como continuação deste, com vistas a tornar o PID-AA utilizável em ambiente industrial.

Um dos problemas fundamentais relacionados ao uso industrial do controlador PID-AA diz respeito ao ruído de medição. Com efeito, o procedimento de determinação das formas de onda de malha aberta (para o pré-ajuste) e malha fechada (para o ajuste e adaptação) pode ser seriamente deteriorado por causa do ruído de medição. Desta forma, foram desenvolvidas técnicas de pré-processamento do sinal digitalizado obtido do processo, tanto para a resposta em malha aberta [CAE, 92], como em malha fechada [ABR, 92]. Devido à possibilidade de erros de filtragem, foi também introduzido um mecanismo de supervisão do reconhecimento [CAE, 92].

Na primeira versão foram consideradas apenas perturbações agindo na saída do processo. Para esses casos, o ajuste do controlador para regulação coincide com o ajuste para servomecanismo. Considerando, no entanto, que as perturbações podem incidir sobre o processo em qualquer ponto entre a entrada e a saída, e que o controlador é inserido na malha principalmente para atuar como regulador, optou-se por se trabalhar com dois conjuntos de parâmetros para o controlador:

- o de servo
- o de regulador

uma vez que os valores "ótimos" diferem para os dois casos.

Novas regras para o ajuste dos parâmetros de regulação foram então acrescentadas à base de regras. Da mesma forma, o método de ZNM foi estendido para o pré-ajuste do controlador como regulador. As relações α , β e γ , tanto para o caso servo como para regulação, passaram também a ser parametrizadas por P_{inf} , o ponto de inflexão da curva de reação, normalizado com relação à variação $\Delta y(\infty)$ do sinal de saída, decorrente do degrau na entrada do processo.

A segunda versão do controlador PID-AA apresenta-se bem mais completa que a primeira. Alguns pontos, entretanto, ainda estão em aberto. Entre eles, podemos citar dois que serão objeto de estudo neste trabalho:

- O método de ajuste automático (pré-ajuste) é baseado num experimento em malha aberta, o que o torna sensível a perturbações [ÅST, 89]. Além disso, uma mudança do ponto de operação em um processo não-linear, por exemplo, pode resultar no desajuste do controlador. Sendo a não-linearidade acentuada, o ajuste do controlador através do sistema especialista pode se dar de forma muito lenta. Nestes casos, pode ser desejável fazer um ajuste (re-ajuste) do controlador através de um teste, sem ter que abrir a malha do processo.

- O controlador PID não apresenta desempenho satisfatório no controle de processos com atraso de transporte dominante. Para processos cuja relação L/τ é maior que 2, o desempenho do PID é inferior ao de malha aberta, sendo tanto pior quanto maior for a relação L/τ .

Dentro desta perspectiva, o objetivo deste trabalho é:

- a) desenvolver um método de ajuste automático baseado num experimento em malha fechada e que seja compatível com os objetivos e estrutura do PID-AA,
- b) desenvolver uma estratégia alternativa para lidar com processos que apresentam atraso de transporte dominante.

Neste primeiro capítulo foi apresentada uma breve descrição do controlador PID-AA e foram colocados os objetivos deste trabalho.

No capítulo 2 analisa-se um método de ajuste automático baseado numa identificação em malha fechada do processo através da utilização de um relé. Seus resultados são comparados com outros métodos de ajuste.

No capítulo 3 são abordados os aspectos de integração do método de ajuste desenvolvido com o controlador PID-AA.

Como mencionado anteriormente, o desempenho do PID é bastante reduzido para processos que apresentam atraso de transporte elevado. No capítulo 4 é proposta e analisada uma solução alternativa para o problema de controle de tais processos.

Finalmente, serão apresentadas as conclusões e perspectivas para trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

MÉTODO FREQUENCIAL DE AJUSTE AUTOMÁTICO

2.1. - Introdução

Os sistemas de ajuste automático de controladores PID tem recebido atenção na literatura, com vistas às suas aplicações na redução do tempo de inicialização ("start-up") da planta, e eventualmente no reajuste dos controladores em função de mudanças nos parâmetros dos processos. O ajuste automático é particularmente útil quando a dinâmica do processo é muito lenta, e valioso tempo gasto por engenheiros e operadores de planta no ajuste dos controladores pode ser poupado com a sua automatização.

As técnicas de ajuste automático normalmente requerem pouco ou nenhum conhecimento prévio do processo e geralmente são efetuadas em duas etapas: identificação do processo e cálculo dos parâmetros do controlador. O método de identificação pode ser baseado num experimento em malha aberta ou em malha fechada.

Neste capítulo analisa-se o método de identificação em malha fechada baseado num ensaio com relé. Com as informações obtidas através do ensaio com o relé, vários métodos podem ser usados para o ajuste dos parâmetros do PID. Alguns desses métodos são apresentados neste capítulo. Em seguida apresenta-se o método implementado e são descritos algumas dos procedimentos utilizados no sistema relé/PID que visam a sua utilização em ambiente industrial. No final do capítulo são mostrados os resultados obtidos da comparação do método de ajuste implementado com outros métodos existentes na literatura.

2.2. - Conceito de Ajuste Automático

Dada a confusão que muitas vezes é feita quanto à definição dos conceitos de ajuste automático e adaptativo, e dada a proliferação de termos utilizados para designar as mesmas coisas, convém ressaltar as seguintes definições:

- ajuste automático consiste numa seqüência automática de procedimentos que substitui o ajuste manual do controlador. Geralmente é requisitado pelo operador ou por um comando externo. Uma vez obtidos os parâmetros, estes permanecem constantes ao longo do tempo.
- controle adaptativo consiste em um algoritmo de controle cujos parâmetros evoluem continuamente no tempo, em função das variações do processo. Os controladores auto-ajustáveis ("self-tuning controllers") são um tipo especial de controle adaptativo.

Controladores adaptativos, de um modo geral, requerem alguma informação *a priori* da dinâmica do processo a ser controlado. É o caso das escalas de tempo do processo, que são críticas na determinação dos períodos de amostragem. Isto levou os fabricantes a introduzir nos controladores módulos de pré-ajuste com o intuito de obter tais informações.

Aliado a isto, as vantagens para o operador de se ter algoritmos automatizados para ajuste de controladores como o PID forçaram o desenvolvimento de técnicas especiais de ajuste automático. Tais técnicas precisam geralmente de pouca ou nenhuma informação *a priori* do processo e podem ser usadas para o ajuste de controladores mais simples, bem como para o pré-ajuste em métodos adaptativos mais sofisticados.

2.3. - O Método de Identificação com Relé

Em [ÅST, 84a], Åström e Hägglund propõem um método de identificação baseado em uma experiência com relé, onde o interesse principal é a simplicidade de realização e utilização. O método consiste num esquema que fornece excitação automática do processo, que é quase ótima para a estimação das características do mesmo, não sendo necessário nenhum conhecimento prévio da planta por parte do operador.

2.3.1. - A Idéia Básica

A aquisição de conhecimento sobre o processo, na maioria dos sistemas de ajuste automático comercializados atualmente[ÅST, 88], pode ser realizada de dois modos: a)através de uma análise da resposta temporal do processo quando este é submetido a certas excitações (perturbação de carga constante, mudança de referência, etc...); e b)através de uma análise freqüencial do processo, que consiste geralmente na estimação de um ponto sobre a curva de Nyquist.

O conhecido método de Ziegler-Nichols (ZN) permite o ajuste dos parâmetros do PID quando o ponto crítico (ponto onde a curva de Nyquist cruza pela primeira vez o semi-eixo real negativo) é conhecido [ZIE, 42]. Este ponto é caracterizado por sua freqüência ω_c e sua amplitude $|G(j\omega_c)| = 1/k_c$, onde k_c é o ganho crítico. O método é baseado na observação de que muitos sistemas, com exceção dos de primeira e segunda ordem puros, podem se tornar instáveis sob realimentação proporcional, bastando-se ajustar o ganho proporcional suficientemente alto. A estimação proposta por Ziegler & Nichols consiste em fechar a malha do processo com um controlador proporcional, como é mostrado na figura 2.1., e aumentar o ganho até a obtenção de um ciclo limite. O sinal de teste é então uma senóide cuja freqüência é aquela do ponto crítico.

O método de Ziegler-Nichols é ainda hoje largamente utilizado em ambiente industrial, sendo amplamente conhecido por engenheiros de controle e operadores de planta, principalmente por apresentar algumas vantagens: é baseado num experimento simples e o próprio processo é usado para achar a freqüência crítica. Entretanto este experimento é difícil de ser automatizado ou realizado de modo que a amplitude de oscilação seja mantida sob controle. É também pouco seguro, uma vez que se opera o processo no limiar da instabilidade.

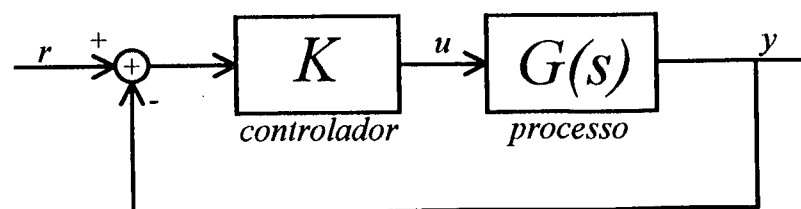


Figura 2.1. - Controle do processo por ganho proporcional.

2.3.2. - A utilização do Relé

Diante das desvantagens que o método convencional de Ziegler-Nichols apresenta, Åström e Hägglund propuseram a substituição do controlador proporcional por um relé [ÅST, 84a]. Com efeito, a maioria dos processos, quando em malha fechada com um relé, entra em um ciclo limite estável onde o período de oscilação é o período crítico associado ao ponto crítico. O método não apresenta nenhum risco de instabilidade e a amplitude de oscilação é facilmente controlada.

2.3.3. - Princípio do Método

O método proposto por Åström e Hägglund está fundamentado no fato de que um processo linear com defasagem maior que 180° , em malha fechada com um relé como é mostrado na figura 2.2., pode oscilar com período t_c . Sendo d a amplitude do relé, o sinal de saída deste é uma onda quadrada cujo primeiro harmônico tem amplitude $4d/\pi$. Supondo-se que os harmônicos de ordem superior são atenuados pelo filtro passa-baixa representado pelo processo, o sinal de saída deste é uma senóide de amplitude A , de mesmo período que a saída do relé, mas em oposição de fase. O ganho crítico do processo é então aproximadamente

$$k_c = \frac{4d}{\pi A} \quad (2.1)$$

Para se estimar o ponto crítico do processo basta medir a amplitude de oscilação do sinal de saída e o período de comutação do relé. Além disso, a amplitude A é proporcional à amplitude do relé, como indica a relação (2.1), sendo facilmente controlada.

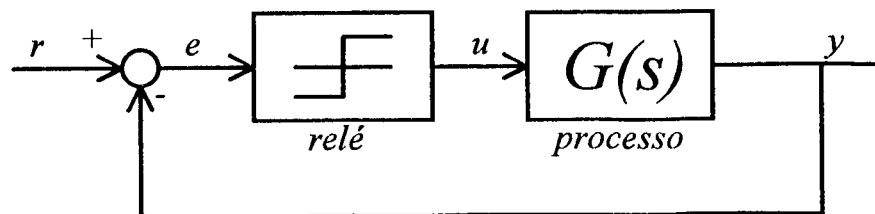


Figura 2.2. - Controle do processo por relé.

2.3.4. - Análise do Primeiro Harmônico

O método das funções descritivas é um método que permite um estudo aproximado do ciclo limite em certos sistemas não-lineares.

Seja o sistema não-linear seguinte:

$$\begin{aligned} y(t) &= G(p)u(t) \\ z(t) &= h(y(t)) \\ u(t) &= -z(t) \end{aligned} \quad (2.2)$$

representado na figura 2.3., onde $h(\cdot)$ é uma função não-linear estática e p é o operador $\frac{d}{dt}$.

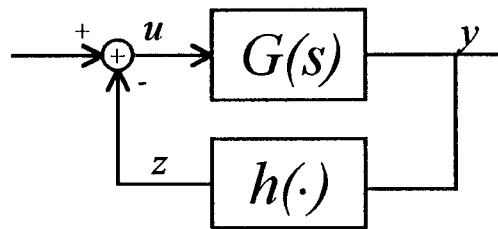


Figura 2.3. - Malha fechada de um sistema linear por uma função não-linear.

Supondo que haja ciclo limite, então $y(t)$, $u(t)$ e $z(t)$ são funções periódicas. A hipótese do método de aproximação de primeiro harmônico é que os harmônicos de ordem superior a 1 são suficientemente atenuados pela filtragem do processo (passa-baixa), de modo que podem ser desprezados. Então os sinais u , y e z podem ser considerados como senoidais. Desta forma, a não-linearidade $h(\cdot)$ pode ser vista como um ganho cujo valor não depende da freqüência do sinal de entrada, e sim da sua amplitude A , sendo então designada $N(A)$. Em outras palavras, $N(A)$ pode ser considerada como o *ganho equivalente* da não-linearidade $h(\cdot)$. Então, chega-se à seguinte relação:

$$y(t) = -G(p)N(A)y(t) \quad (2.3)$$

ou à sua equivalente freqüencial

$$Y(s) = -G(s)N(A)Y(s) \quad (2.4)$$

Sendo $y(t)$ um sinal senoidal de freqüência ω , deduz-se que a condição necessária de existência do ciclo limite é a existência de uma solução para a equação

$$1 + N(A)G(j\omega) = 0 \quad (2.5)$$

ou

$$G(j\omega) = -\frac{1}{N(A)} \quad (2.6)$$

cuja interpretação geométrica é que a curva de Nyquist intercepta a curva $-1/N(A)$, como é mostrado na figura 2.4.. Pelo critério de Loeb, considerando a figura 2.4., quando se percorre a curva de Nyquist no sentido crescente das freqüências, se se corta a curva crítica $-1/N(A)$ deixando o sentido de amplitudes crescentes à esquerda, o ciclo limite é estável [GIL, 81].

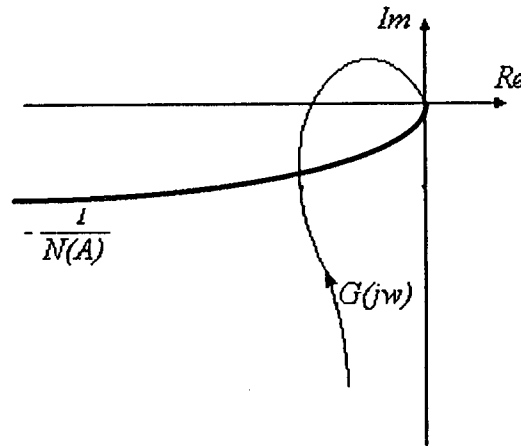


Figura 2.4. - Interpretação gráfica da condição de existência de um ciclo limite

Para o relé sem histerese, o ganho equivalente é dado por

$$N(A) = \frac{4d}{\pi A} \quad (2.7)$$

Então a condição para haver oscilação é

$$\arg G(j\omega) = -\pi \quad \text{e} \quad |G(j\omega)| = \frac{\pi A}{4d} \quad (2.8)$$

ou seja, que a curva de Nyquist do processo cruze o eixo real negativo. A freqüência de oscilação ω e a amplitude são facilmente obtidas das equações (2.8).

Para um relé com histerese de largura ε , o ganho equivalente é dado por

$$N(A) = \frac{4d}{\pi A^2} (\sqrt{A^2 - \varepsilon^2} - j\varepsilon) \quad (2.9)$$

A curva crítica correspondente é

$$-\frac{1}{N(A)} = -\frac{\pi}{4d} (\sqrt{A^2 - \varepsilon^2} + j\varepsilon) \quad (2.10)$$

e representa uma semi-reta horizontal no terceiro quadrante do plano complexo. Um relé de amplitude d e histerese ε permite determinar um ponto da curva de Nyquist de parte imaginária

$$-\frac{\pi\varepsilon}{4d} \quad (2.11)$$

como pode ser visto na figura abaixo

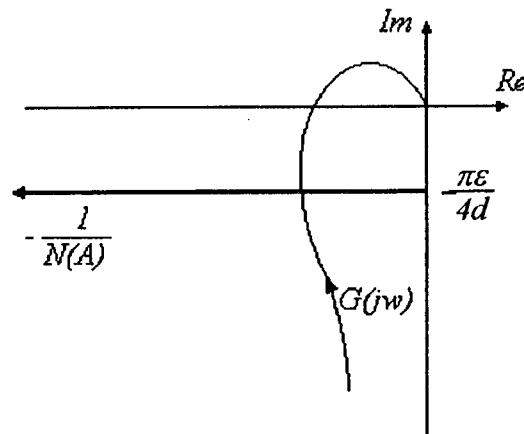


Figura 2.5 - Função descritiva do relé com hiterese

Variando-se a relação ε/d de 0 a $+\infty$, pode-se estimar qualquer ponto no terceiro quadrante.

2.4. - Métodos de Ajuste Automático Baseados no Ensaio com Relé

Baseados na estimação de um ou mais pontos da resposta em frequência através do ensaio com relé, vários métodos de ajuste de controladores tipo PID foram desenvolvidos. Tais métodos têm sido incorporado aos controladores PID encontrados no mercado industrial nos últimos anos [ÅST, 88b]. Alguns dos métodos de ajuste automático são apresentados a seguir.

2.4.1. - Método Freqüencial de Ziegler-Nichols

A partir do ponto crítico, Ziegler e Nichols dão fórmulas simples para os parâmetros do PID em termos do ganho crítico e do período crítico, mostradas na tabela 2.1.. Tais fórmulas foram obtidas de uma intensiva experimentação em controle de processos, privilegiando o comportamento do controlador como regulador [ZIE, 42].

| K | Ti | Td |
|-----------|-----------|-------------|
| $0.6 k_c$ | $0.5 t_c$ | $0.125 t_c$ |

Tabela 2.1. - Ajuste dos parâmetros do PID de acordo com o método freqüencial de Ziegler-Nichols

Åström e Hägglund interpretam a regra de Ziegler-Nichols em termos de deslocamento de pontos no diagrama de Nyquist [ÅST, 88b]. Com um controlador PID, pode-se deslocar um ponto específico da curva para uma posição arbitrária no plano complexo, como indicado na figura 2.6..

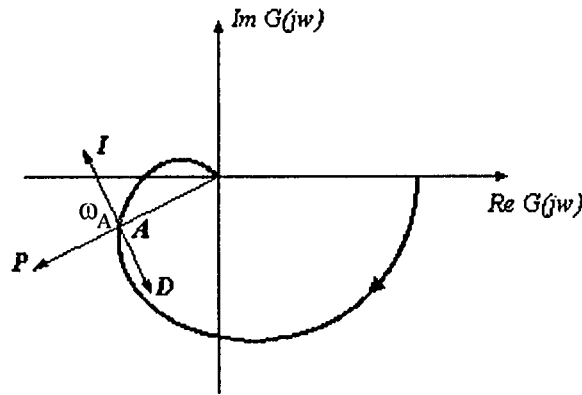


Figura 2.6. - Deslocamento de um ponto da curva de Nyquist com a utilização de um PID.

Mudando-se o ganho proporcional é possível mover a curva de Nyquist na direção de $G(j\omega)$, isto é, radialmente da origem. O ponto A pode ser movido na direção ortogonal mudando-se os parâmetros integral ou derivativo. O parâmetro T_i introduz um ângulo de fase negativo e o T_d um ângulo de fase positivo.

Seja ω_A a freqüência que corresponde a A. A resposta em freqüência do controlador em ω_A é

$$G_C(j\omega_A) = K \left[1 + \frac{1}{j\omega_A T_i} + j\omega_A T_d \right] = r_c e^{j\varphi_c} \quad (2.12)$$

Seja o ponto crítico conhecido

$$G(j\omega_c) = -\frac{1}{k_c} \quad (2.13)$$

Com os ajustes propostos por ZN, este ponto é levado para

$$G(j\omega_c) * 0.6k_c \left(1 + \frac{1}{j\omega_c 0.5t_c} + j\omega_c 0.125t_c \right) = -0.6 - j0.28 \quad (2.14)$$

O método freqüencial de Ziegler-Nichols leva o ponto onde a curva de Nyquist corta o eixo real negativo para o ponto $-0.6 - j0.28$. Este ponto corresponde a um avanço de fase de 25° em ω_c .

2.4.2. - Extensão do Método de Ziegler-Nichols

Este método é uma generalização do método de Ziegler-Nichols. Ele consiste em deslocar um ponto específico qualquer da curva de Nyquist para um ponto arbitrário do plano complexo [ÅST, 84a].

A formulação geral do método é a seguinte. Partindo-se de um ponto P da resposta freqüencial do processo

$$G_P(j\omega_p) = r_p e^{j(\pi + \phi_p)} \quad (2.15)$$

o objetivo é encontrar um controlador que desloque este ponto para

$$B = r_b e^{j(\pi + \phi_b)} \quad (2.16)$$

O sistema a resolver é então

$$K \left(1 + j \left(\omega_p T_d - \frac{I}{\omega_p T_i} \right) \right) r_p e^{j(\pi + \phi_p)} = r_b e^{j(\pi + \phi_b)} \quad (2.17)$$

donde se deduz duas equações:

$$K = \frac{r_b \cos(\phi_b - \phi_p)}{r_p} \quad (2.18)$$

$$\omega_p T_d - \frac{I}{\omega_p T_i} = \tan(\phi_b - \phi_p) \quad (2.19)$$

Com um PID, este sistema de equações possui uma infinidade de soluções pois há duas equações e três incógnitas. Uma condição adicional do tipo

$$T_d = \alpha T_i \quad (2.20)$$

é introduzida. Obtém-se então uma solução única, sabendo-se que T_d e T_i devem ser positivos. Este método pode ser declinado em diferentes versões. Um controlador com especificação de margem de fase será obtido tomando-se $B = e^{j(\pi + m_\phi)}$, onde m_ϕ é a margem de fase desejada. Um controlador com especificação de margem de ganho é obtido escolhendo-se $B = -1/m_g$, onde m_g é a margem de ganho desejada. Para sistemas onde a amplitude e a fase

da função de transferência decrescem monotonicamente, a escolha de $B = 0.5e^{j(\pi+0.79)}$ garante uma margem de ganho no mínimo igual a 2 e uma margem de fase mínima de 45°.

O método de Ziegler-Nichols Estendido é muito simples, mas é limitado, pois é baseado no conhecimento de um único ponto da resposta em frequência do processo. Åström e Hägglund mostram que se pode garantir uma margem de fase excelente e se obter uma margem de ganho muito baixa, e vice versa [ÅST, 88b].

2.4.3. - Método dos Polos Dominantes

Este método foi proposto por Hägglund [HÄG, 85] e consiste em se determinar aproximadamente os polos dominantes de malha fechada, conhecendo-se dois pontos da resposta freqüencial do processo.

Suponhamos conhecidos os pontos

$$G(j\omega_1) = a_1 + jb_1 \quad (2.21)$$

$$G(j\omega_2) = a_2 + jb_2 \quad (2.22)$$

Sejam

$$-\sigma \pm j\omega_2 = -\xi\omega_0 \pm j\omega_0\sqrt{1-\xi^2} \quad (2.23)$$

os polos desejados de malha fechada. Então verificam a equação característica

$$1 + G_{MF}(s) = 0 \quad (2.24)$$

onde $G_{MF}(s) = G_C(s).G(s)$, $G_C(s)$ sendo a função de transferência do controlador. Um desenvolvimento em série de Taylor em torno de $s = j\omega_2$ da equação (2.24) fornece

$$1 + G_{MF}(-\sigma + j\omega_2) = 1 + G_{MF}(j\omega_2) - \sigma \frac{dG_{MF}}{d(j\omega)}(j\omega_2) + \dots = 0 \quad (2.25)$$

Desprezando os termos de ordem superior, obtém-se

$$\sigma = \frac{1 + G_{MF}(j\omega_2)}{G'_{MF}(j\omega_2)} \quad (2.26)$$

com $G'_{MF}(j\omega_2) = \left. \frac{dG_{MF}}{d(j\omega)} \right|_{\omega=\omega_2}$. A aproximação efetuada supõe que σ é pequeno em relação a ω_2 e portanto, que os polos não são muito amortecidos. A derivada é aproximada por

$$G'_{MF}(j\omega_2) = \frac{G_{MF}(j\omega_2) - G_{MF}(j\omega_1)}{j(\omega_2 - \omega_1)} \quad (2.27)$$

o que conduz à expressão seguinte:

$$\frac{G_{MF}(j\omega_2) - G_{MF}(j\omega_1)}{1 + G_{MF}(j\omega_2)} = j \frac{\omega_2 - \omega_1}{\sigma} \quad (2.28)$$

Da equação (2.23), tem-se

$$\sigma = \frac{\zeta\omega_2}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (2.29)$$

Faz-se então

$$k = \frac{\sqrt{1 - \zeta^2}(\omega_2 - \omega_1)}{\zeta\omega_2} \quad (2.30)$$

e

$$G_{MF}(j\omega_1) = c_1 + jd_1 \quad (2.31)$$

$$G_{MF}(j\omega_2) = c_2 + jd_2 \quad (2.32)$$

Das equações (2.28 a 2.32), obtém-se o sistema

$$\begin{aligned} c_2 - c_1 + kd_2 &= 0 \\ d_2 - d_1 - k(c_2 - 1) &= 0 \end{aligned} \quad (2.33)$$

A função de transferência de $G_C(s)$ do PID é dada por

$$G_C(s) = K \left(1 + \frac{I}{sT_i} + sT_d \right) \quad (2.34)$$

Para posicionar dois polos, o PID possui um grau de liberdade que é eliminado tomando-se $T_d = \alpha T_i$, onde α vale geralmente 0.25. O controlador G_c deve levar a curva de Nyquist de G para a curva de G_{MF} para as freqüências de ω_1 e ω_2 , ou seja

$$(a_1 + jb_1).K \left(1 + \frac{1}{j\omega_1 T_i} + j\omega_1 \alpha T_i \right) = c_1 + jd_1 \quad (2.35)$$

$$(a_2 + jb_2).K \left(1 + \frac{1}{j\omega_2 T_i} + j\omega_2 \alpha T_i \right) = c_2 + jd_2 \quad (2.36)$$

As equações (2.33 a 2.36) formam um sistema de seis equações a coeficientes reais, permitindo calcular c_1, c_2, d_1, d_2, K e T_i e, por conseguinte, T_d .

Este método é interessante por permitir especificar o comportamento da resposta em malha fechada. Entretanto a escolha da banda passante é limitada pela restrição de que os polos especificados devem ser dominantes. Outro inconveniente do método é que ele obriga a especificar um amortecimento baixo.

2.4.4. - Outros Métodos

Outros métodos mais elaborados baseados no experimento com relé para a obtenção do conhecimento do processo têm sido propostos. Em [ÅST, 88a], os autores propõem um novo método que em vez de utilizar apenas a amplitude e o período de oscilação, utiliza também a forma do sinal de saída do processo em malha fechada com o relé. Um modelo do processo é então estimado com base na forma de onda da oscilação.

Em [SCH, 92], é proposto um método que pode ser considerado como uma extensão do método de Åström para sistemas em malha fechada. Um ciclo limite é gerado de tal modo que o sistema de controle oscila a uma freqüência que é crucial para a determinação da estabilidade e desempenho do sistema. Os parâmetros de controle são ajustados iterativamente até que a função de transferência de malha fechada, da referência do controlador para a saída do processo, alcance a amplitude desejada na freqüência de oscilação.

2.4.5. - Comentário

Diversos são os métodos de ajuste automático existentes. Eles apresentam variado grau de complexidade, robustez, desempenho, etc... Alguns são baseados em heurística, enquanto outros dependem de considerações matemáticas. Não há consenso em se dizer qual método é o melhor. Deste modo, a escolha do método de ajuste automático a ser utilizado em cada caso depende de diversos fatores, tais como: recursos disponíveis, especificação de desempenho requerida, entre outros.

2.5. - O Método Implementado

Para o desenvolvimento do método de ajuste, alguns aspectos foram considerados, visando a sua integração ao PID-AA (este aspecto será abordado no capítulo 3). Assim, a estrutura do controlador e os objetivos de controle especificados para o método desenvolvido são os mesmos utilizados no PID-AA. Para a resposta a mudanças de referência ou perturbações de carga pertencentes à classe das funções constantes por partes, especificou-se um sobrepasso máximo de 10% e um subpasso máximo de 5%.

2.5.1. - Caracterização do Processo

Baseados em estudos empíricos, Åström e Hägglund [ÅST, 92] introduzem dois parâmetros para caracterizar a dinâmica de processos em malha aberta: o tempo morto normalizado e o ganho normalizado. Tais parâmetros podem ser usados para medir a dificuldade em se controlar o processo.

O tempo morto normalizado θ é definido para processos estáveis como a relação entre o tempo morto efetivo L e a constante de tempo equivalente τ , ou seja

$$\theta = \frac{L}{\tau} \quad (2.37)$$

e pode ser estimado da resposta do processo a um degrau.

O ganho normalizado do processo k é definido como o produto do ganho crítico k_c pelo ganho estático k_p , ou seja

$$k = \frac{G(0)}{|G(j\omega_c)|} = k_p k_c \quad (2.38)$$

No ensaio com relé, o ganho crítico k_c é estimado automaticamente. Provocando-se uma pequena mudança na referência, o ganho estático k_p pode ser calculado pela relação entre a variação do sinal na saída e a variação do sinal na entrada do processo.

Ainda em [ÅST, 92] mostra-se que o ganho normalizado k e o tempo morto normalizado θ estão relacionados entre si. A relação empírica, levantada de muitas simulações, é aproximada por

$$k = 2 \left(\frac{11\theta + 13}{37\theta - 4} \right) \quad (2.39)$$

e mostrada na figura 2.7

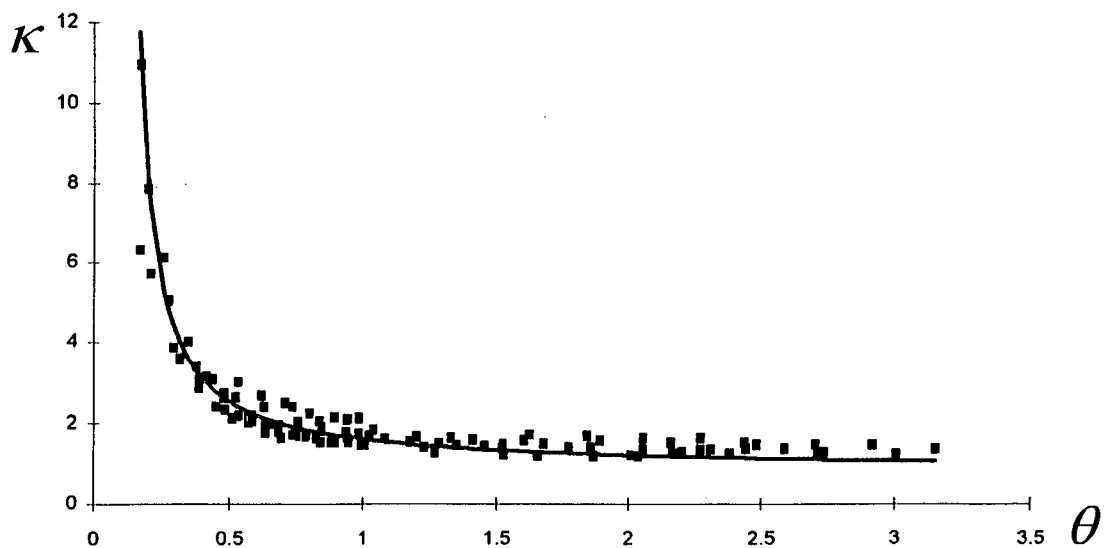


Figura 2.7 - Relação entre tempo morto normalizado e ganho normalizado.

Em [HAN, 91] é feita uma análise da precisão das fórmulas de Ziegler-Nichols em função do ganho normalizado do processo. Conclui-se desta análise que o PID ajustado pelas

fórmulas de ajuste de Ziegler-Nichols apenas apresenta desempenho satisfatório para uma determinada gama de processos.

2.5.2. - O Método

O método implementado consiste num refinamento das fórmulas de ajuste de Ziegler-Nichols baseado em heurística. Através de simulação sobre um amplo conjunto de processos (mais de 300 processos entre 1ª e 6ª ordem, com k variando entre 1.3 e 18), foram levantadas as relações empíricas entre os parâmetros "ótimos" que satisfazem o objetivo de controle e os valores fornecidos pelas fórmulas de Ziegler-Nichols. Segundo Caetano [CAE, 92], os valores ótimos em geral diferem para o caso de regulação e o caso servo. Deste modo, as relações foram levantadas tanto para um caso como para o outro. Estas relações são representadas por dois conjuntos de coeficientes obtidos em função do ganho normalizado k do processo, conforme as seguintes equações

$$\alpha_{ref}(k) = \frac{K_{ref}^{ótimo}}{K_{ZN}} \quad (2.40)$$

$$\beta_{ref}(k) = \frac{Ti_{ref}^{ótimo}}{Ti_{ZN}} \quad (2.41)$$

$$\gamma_{ref}(k) = \frac{Td_{ref}^{ótimo}}{Td_{ZN}} \quad (2.42)$$

$$\alpha_{per}(k) = \frac{K_{per}^{ótimo}}{K_{ZN}} \quad (2.43)$$

$$\beta_{per}(k) = \frac{Ti_{per}^{ótimo}}{Ti_{ZN}} \quad (2.44)$$

$$\gamma_{per}(k) = \frac{Td_{per}^{ótimo}}{Td_{ZN}} \quad (2.45)$$

As curvas ajustadas correspondentes às relações empíricas levantadas são mostradas nas figuras 2.8. a 2.10..

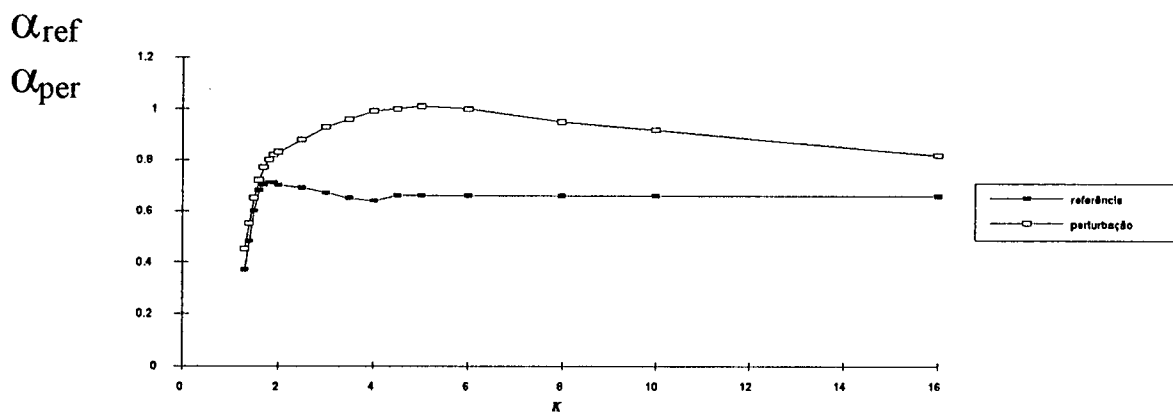


Figura 2.8. - Curvas dos coeficientes α_{ref} e α_{per} para ajuste de K em função do ganho normalizado

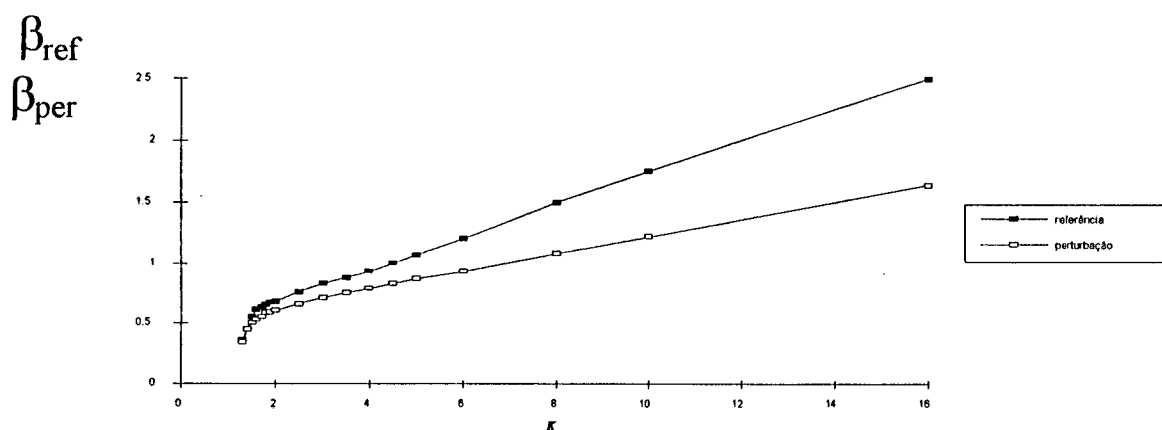


Figura 2.9. - Curvas dos coeficientes β_{ref} e β_{per} para ajuste de T_i em função do ganho normalizado

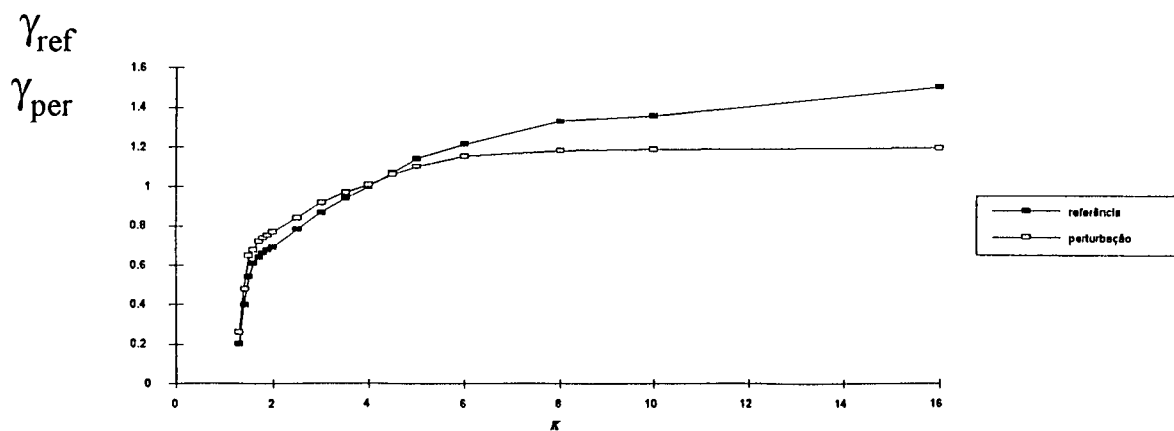


Figura 2.10. - Curvas dos coeficientes γ_{ref} e γ_{per} para ajuste de T_d em função do ganho normalizado

Com base nesses coeficientes, as fórmulas de Ziegler-Nichols foram modificadas conforme é mostrado abaixo:

$$K_{ref} = K_{ZN} \cdot \alpha_{ref}(k) \quad (2.46)$$

$$Ti_{ref} = Ti_{ZN} \cdot \beta_{ref}(k) \quad (2.47)$$

$$Td_{ref} = Td_{ZN} \cdot \gamma_{ref}(k) \quad (2.48)$$

$$K_{per} = K_{ZN} \cdot \alpha_{per}(k) \quad (2.49)$$

$$Ti_{per} = Ti_{ZN} \cdot \beta_{per}(k) \quad (2.50)$$

$$Td_{per} = Td_{ZN} \cdot \gamma_{per}(k) \quad (2.51)$$

onde

K_{ZN} , Ti_{ZN} e Td_{ZN} são os parâmetros levantados pelo método de Ziegler-Nichols,

α_{ref} , β_{ref} , γ_{ref} , α_{per} , β_{per} , γ_{per} são os coeficientes apresentados nas figuras 2.8 a 2.10,

K_{ref} , Ti_{ref} , Td_{ref} , K_{per} , Ti_{per} , Td_{per} são os parâmetros fornecidos pelo método desenvolvido

Esta idéia foi primeiramente apresentada em [PAG 89] e é denominada de "Método de Ziegler-Nichols Modificado".

Por se basear no método freqüencial de ajuste de Ziegler-Nichols seguido de um refinamento semelhante ao apresentado em [PAG 89], o método desenvolvido será referenciado, no decorrer deste trabalho, por "Método de Ziegler-Nichols Modificado Freqüencial" (ZNM_{freq}). Da mesma forma, o método apresentado em [PAG 89] será referenciado por "Método de Ziegler-Nichols Modificado Temporal" (ZNM_{temp}).

Sob a requisição do operador, o procedimento de ajuste é realizado de acordo com os seguintes passos:

- Levantamento do ponto crítico do processo, ou de um ponto suficientemente próximo deste, através de um ensaio com relé.
- Cálculo dos parâmetros freqüenciais de Ziegler-Nichols K_{ZN} , Ti_{ZN} e Td_{ZN} .
- Chaveamento para o PID, com os parâmetros de ZN.
- Provocação de um pequeno degrau na referência do PID de modo a se obter o ganho estático do processo, e conseqüentemente o ganho normalizado k .
- Cálculo dos coeficientes $(\alpha_{ref}, \beta_{ref}, \gamma_{ref})$ e $(\alpha_{per}, \beta_{per}, \gamma_{per})$ pelas relação apresentadas nas figuras 2.8 a 2.10.
- Cálculo dos parâmetros do PID através das fórmulas (2.42 a 2.47).

2.5.3. - Descrição do funcionamento do sistema relé/PID

Um diagrama de bloco do PID com ajuste automático baseado no método do relé é mostrado na figura 2.11..

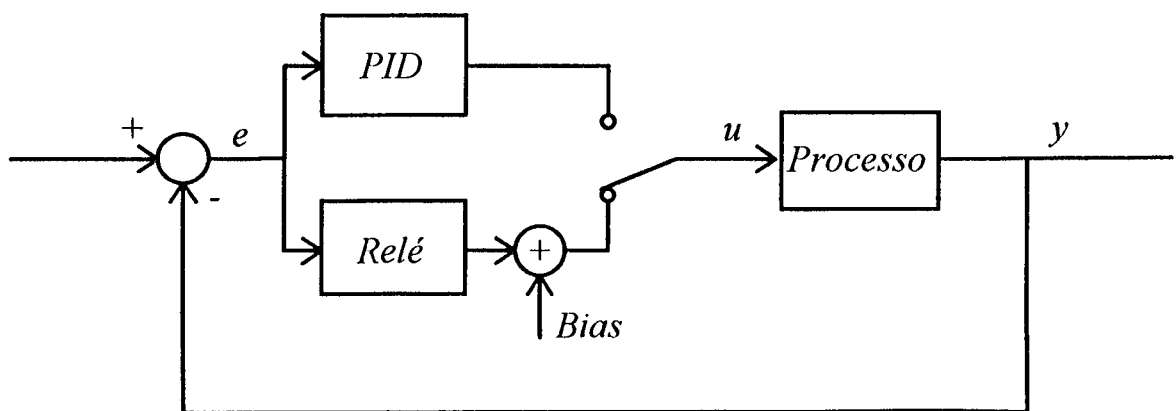


Figura 2.11. - Diagrama de bloco do sistema relé/PID

Uma chave seleciona o relé ou o PID. Em operação normal, a chave está conectada ao PID, sendo o relé conectado somente na fase de ajuste dos parâmetros. A lei de controle implementada no PID é dada pelo equivalente discreto do PID analógico clássico

$$U(s) = K \left(1 + \frac{1}{sTi} + sTd \right) E(s) \quad (2.52)$$

dotado de uma estratégia de eliminação de sobrecarga da ação integral por atualização de variáveis [BRU, 86].

Como mencionado na seção anterior, o PID possui dois conjuntos de parâmetros:

- o de operação servo, usado nas mudanças de referência, e
- o de regulação, usado no ponto de operação (referência constante).

Na maior parte do tempo, o controlador funciona como regulador. Desta forma, os seus parâmetros são ajustados normalmente com o conjunto de parâmetros "ótimos" para a rejeição de perturbação. Uma rotina do controlador monitora o sinal de referência a cada instante. Quando uma mudança de referência é detetada, os parâmetros de regulação são automaticamente trocados pelos parâmetros de servo, até que o sistema entre novamente em regime permanente.

Quando o sistema se encontra em regime permanente, a ação derivativa do PID é desativada automaticamente. Essas características descritas do algoritmo do PID foram implementadas de acordo com a implementação feita para o PID-AA, com o intuito de facilitar uma posterior integração dos algoritmos (ver capítulo 3).

A faixa de ruído é constantemente reavaliada durante a operação do PID, sempre que a saída do processo se encontra em regime estacionário. A verificação de regime estacionário é baseada na estimação da média e do desvio padrão do erro da saída do processo em três intervalos de tempo iguais e consecutivos [SAL, 91]. O sistema é declarado em regime permanente quando:

1. A variação relativa da média do sinal de saída calculada sobre os intervalos 1 e 3 é inferior a 10%.
2. A variação relativa do desvio padrão do sinal de saída calculada sobre os intervalos 1 e 3 é inferior a 20%.

3. A variação absoluta da média do sinal de saída calculada sobre os intervalos 1 e 3 é inferior ao desvio padrão da saída calculada sobre o intervalo 2.
4. A média do erro de saída calculada sobre o intervalo 2 é inferior a metade do desvio padrão calculado sobre o intervalo 2.

Quando o operador requisita o ajuste automático com o relé, três parâmetros devem ser definidos: a amplitude d do relé, a histerese ε e a amplitude desejada A_d para o ciclo limite na saída do processo.

Um valor mínimo igual a faixa de ruído é estabelecido para a histerese, a fim de evitar comutações do relé provocadas pelo ruído. O valor da amplitude de saída desejada é determinado pelas restrições de operação da planta. Um valor mínimo igual a 10 vezes o valor da histerese é assumido, a fim de que a freqüência do ciclo limite seja tão próxima quanto possível da freqüência crítica. Não sendo especificados pelo operador, os parâmetros da histerese ε e amplitude desejada A_d assumem automaticamente esses valores mínimos estabelecidos.

No início da experiência, a amplitude do relé cresce linearmente entre 0 e o valor d definido pelo operador. Este aumento é detido, mesmo se a amplitude não tiver atingido seu valor máximo, quando o relé comuta. Esta é uma proteção contra os sistemas que possuem elevados ganho estático e atraso [SAL, 91].

O sinal de saída do processo começa então a oscilar. O período da oscilação é determinado medindo-se os tempos entre as comutações do relé. A amplitude de oscilação A é determinada medindo-se os valores pico-a-pico do sinal de saída.

O valor da amplitude do relé é ajustado automaticamente de modo a se obter a amplitude desejada na saída do processo. A fórmula de ajuste é dada por

$$d_{\text{novo}} = \frac{A_d \cdot d_{\text{velho}}}{A} \quad (2.53)$$

O relé propriamente dito fornece um sinal de saída que vale $+d$ ou $-d$. O sistema fornece então uma componente constante (BIAS) a fim de manter a planta no seu ponto de operação. Quando o sistema é chaveado para o relé, o valor do bias b é ajustado automaticamente pelo valor médio do controle fornecido pelo PID em regime permanente antes do chaveamento.

No caso do valor setado para o bias não corresponder ao valor exato, ou havendo perturbação de carga constante durante a medição, haverá deformação na forma de onda da oscilação da saída. O relé passa a apresentar um chaveamento assimétrico e a sua saída deixa de apresentar o aspecto de onda quadrada da hipótese do método, como é mostrado na figura 2.12..

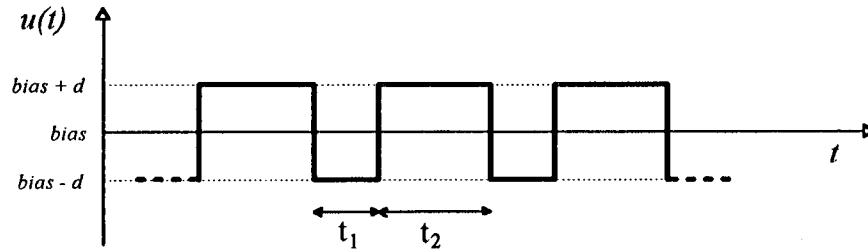


Figura 2.12. - Chaveamento assimétrico do relé.

Esta situação é detectada pela diferença entre os intervalos de chaveamento do relé e o valor do bias é então ajustado pela fórmula abaixo [HAN, 88]:

$$b_{\text{novo}} = b_{\text{velho}} + \alpha \cdot d \frac{t_2 - t_1}{t_2 + t_1} \quad (2.54)$$

O valor ótimo do parâmetro α , na equação (2.54), depende do processo controlado. Na implementação realizada, optou-se pelo valor $\alpha=2$, em vista dos resultados apresentados para os processos testados.

Havendo uma perturbação de carga suficientemente grande durante a detecção do ciclo limite, o sistema é chaveado automaticamente para o PID até que o sistema entre em equilíbrio. Então um novo ciclo de ajuste com o relé é inicializado.

Quando o ciclo limite é alcançado, a amplitude e o período crítico são medidos e o ganho crítico é então calculado. Com esses valores, os parâmetros de Ziegler-Nichols são calculados e carregados no PID. O sistema é novamente chaveado para o PID e, após a estabilização, uma pequena mudança na sua referência é provocada. O ganho estático do processo é então calculado por

$$k_p = \frac{\Delta y}{\Delta u} = \frac{y_f - y_o}{u_f - u_o} \quad (2.55)$$

O ganho normalizado é calculado pela fórmula da equação (2.38) e os parâmetros do PID são reajustados pelas equações (2.46 a 2.51). A referência do controlador volta ao seu valor inicial, encerrando o ciclo de ajuste.

2.6. - Resultados Experimentais

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação com o método de ajuste baseado no ensaio com o relé. Para as simulações a serem apresentadas, utilizou-se o simulador SADECA, desenvolvido no LCMI para servir de suporte ao desenvolvimento de controladores adaptativos [KAM 92]. As simulações serão divididas em duas partes: na primeira parte, será mostrado o sistema de ajuste automático em operação; enquanto que na segunda, será feita uma comparação do método implementado com o método de Ziegler-Nichols e o método de Ziegler-Nichols Modificado temporal.

2.6.1. - O relé em operação

Os resultados apresentados nas figuras 2.13. a 2.15. objetivam mostrar o funcionamento dos procedimentos desenvolvidas para a automatização do método de ajuste. Para os três exemplos apresentados, utilizou-se o processo dado por

$$G(s) = \frac{e^{-3s}}{(1+2s)^4} \quad (2.56)$$

e faixa de ruído de 0.05. Foram utilizados conversores simulados de 12 bits e período de amostragem de 0.1 s

Exemplo 2.1

Neste exemplo, é mostrado um ciclo de ajuste completo através do sistema Relé/PID (figura 2.13.). No início do teste (t_1), é feita uma estimativa da faixa de ruído de medição e a histerese do relé é ajustada automaticamente. A amplitude do relé começa então a crescer linearmente (t_2), até que o processo comece a responder (t_3). Neste ponto, a amplitude do relé é mantida e o sistema começa a oscilar. No instante (t_4), a amplitude do relé é ajustada automaticamente pela relação (2.53)., de modo a se obter na saída do processo uma amplitude em torno de 0.5 (determinada pelo operador). Quando a oscilação é novamente estabilizada (t_5), os parâmetros de Ziegler-Nichols são calculados e carregados no PID. O sistema é então chaveado automaticamente para o PID e a oscilação é amortecida até o sistema entrar em regime. Então os valores médios de u e y são calculados e uma pequena mudança de referência é provocada no instante t_6 . Quando o sistema entra em regime (t_7), os novos valores médios de u e y são calculados e o ganho estático é então calculado por $\Delta y / \Delta u$. O ganho normalizado k é calculado pela equação (2.38) e os novos parâmetros do PID são obtidos através das relações (2.46 a 2.51) e carregados no controlador. A referência volta então ao seu valor inicial. Observa-se, ainda na figura 2.13, que o controlador PID ajustado pelo método de ZNM_{freq} apresenta um desempenho bastante satisfatório na mudança de referência no final do ciclo de ajuste.

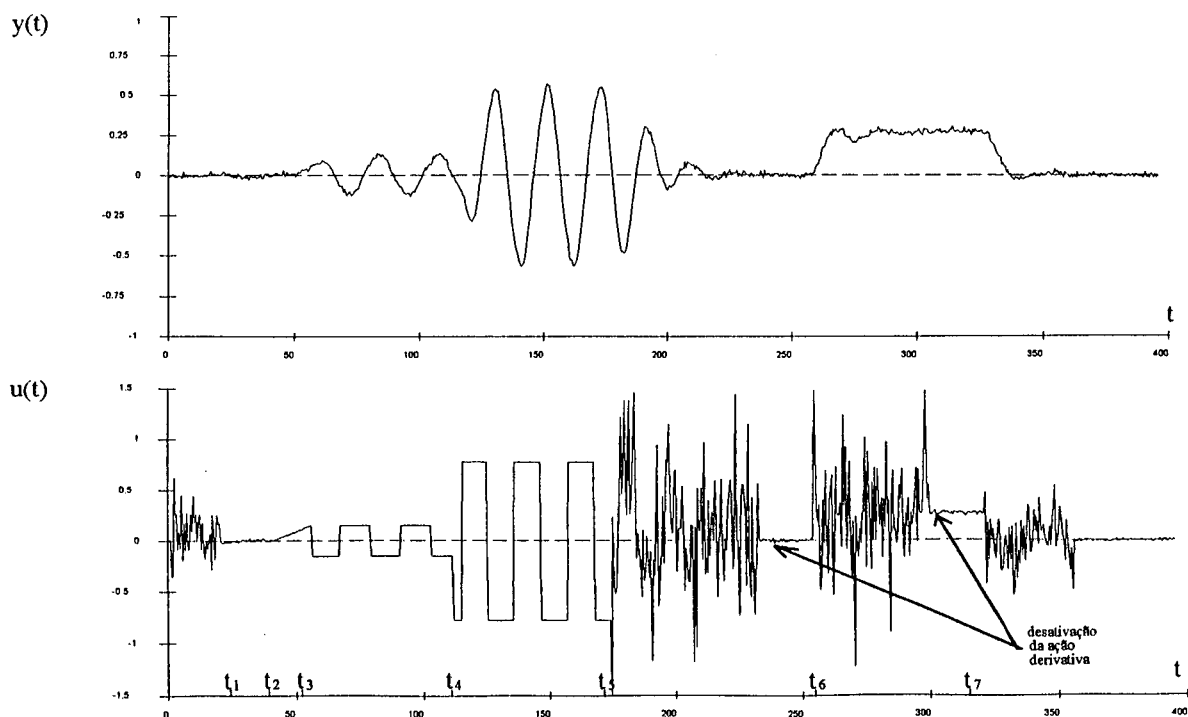


Figura 2.13. - Ciclo de ajuste do sistema relé/PID.

Exemplo 2.2

Nesta experiência (figura 2.14), uma perturbação de carga é introduzida no processo no instante t_1 , durante a detecção do período e amplitude do ciclo limite. Isto provoca um chaveamento assimétrico do relé entre os instantes t_1 e t_2 . O valor do bias é então ajustada automaticamente através da relação (2.54) e o ciclo de ajuste continua, como no exemplo anterior.

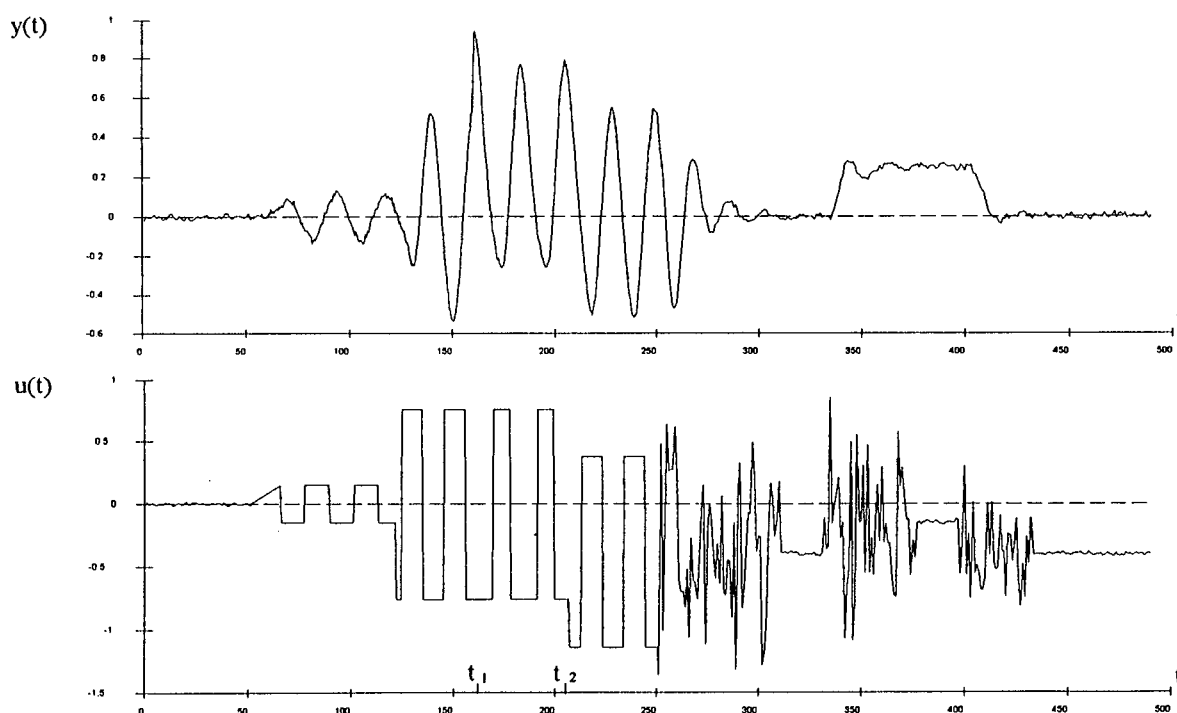


Figura 2.14. - Ciclo de ajuste com perturbação de carga.

Exemplo 2.3

Neste teste (figura 2.15), é mostrado um ciclo de ajuste no qual uma grande perturbação de carga é introduzida no processo durante a oscilação (t_1). O sistema é chaveado automaticamente para o PID até que o sinal se estabilize (t_2). Cabe ressaltar que neste experimento o controlador encontrava-se ajustado, o que pode ser notado pelo curto tempo de estabilização apresentado. Quando o sistema se estabiliza, um novo ciclo de ajuste é

inicializado. Pode-se notar ainda que neste experimento a amplitude do relé foi ajustada duas vezes, a fim de se obter a amplitude de saída desejada (0.5).

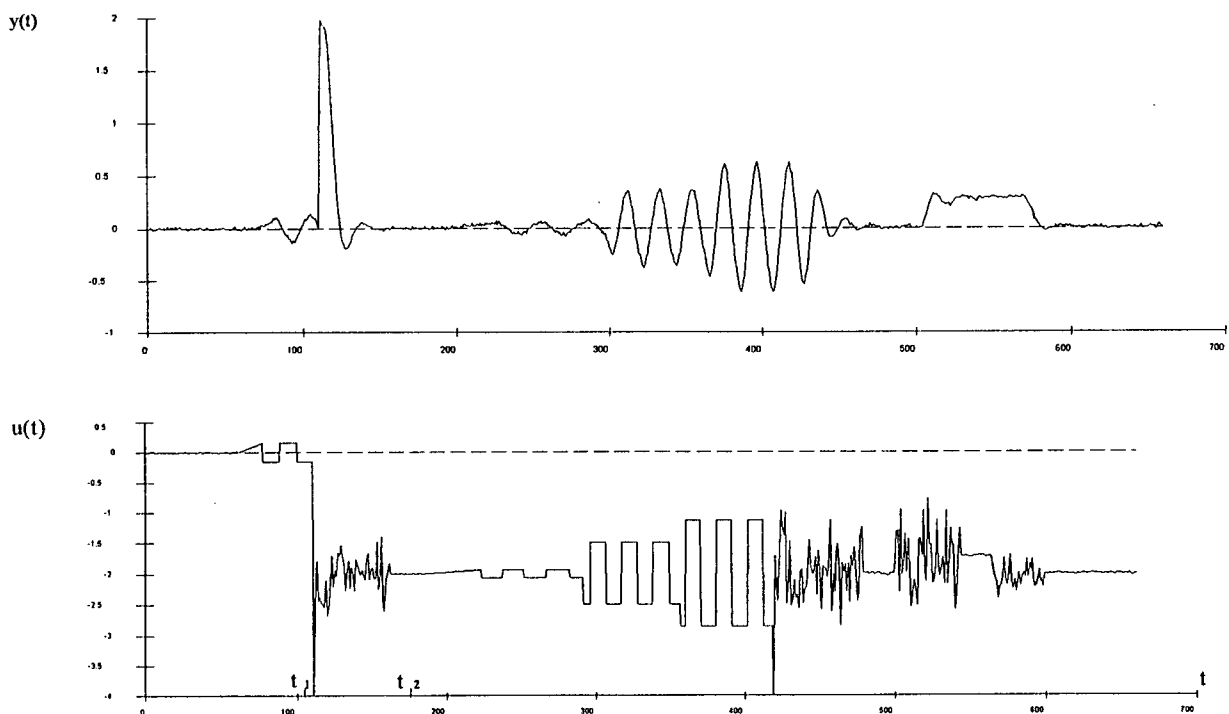


Figura 2.15. - Ciclo de ajuste com grande perturbação de carga.

2.6.2. - Comparação entre os métodos

Nesta seção são apresentados os resultados do ajuste de três processos através dos métodos de Ziegler-Nichols freqüencial (ZN_{freq}), Ziegler-Nichols Modificado freqüencial ($ZN_{M_{freq}}$) e Ziegler-Nichols Modificado temporal ($ZN_{M_{temp}}$). Para os três exemplos que seguem, utilizou-se conversores de 12 bits e período de amostragem igual a 0.1 segundos.

Exemplo 2.4

Neste experimento foi utilizado o processo dado a seguir

$$G(s) = \frac{e^{-7s}}{(1+s)(1+3s)^2} \quad (2.57)$$

faixa de ruído : 0.1

Os parâmetros obtidos pelos três métodos são apresentados na tabela 2.2..

| | K _{ref} | Ti _{ref} | Td _{ref} | K _{per} | Ti _{per} | Td _{per} |
|--------------|------------------|-------------------|-------------------|------------------|-------------------|-------------------|
| ZN_{freq} | 0.9093 | 13.45 | 3.362 | 0.9093 | 13.45 | 3.362 |
| ZNM_{freq} | 0.5573 | 7.528 | 1.854 | 0.6013 | 6.79 | 2.202 |
| ZNM_{temp} | 0.6386 | 8.175 | 1.962 | 0.7021 | 7.019 | 2.245 |

Tabela 2.2 - Ajuste dos parâmetros do PID: exemplo 2.4.

Na figura 2.16 são mostradas as curvas de resposta do processo (2.57) a uma mudança de referência seguida de uma perturbação de carga aplicada na entrada do processo. Os parâmetros do controlador PID foram ajustados com os valores calculados pelos métodos de ZN_{freq} (figura 2.16a), ZNM_{freq} (figura 2.16b) e ZNM_{temp} (figura 2.16c).

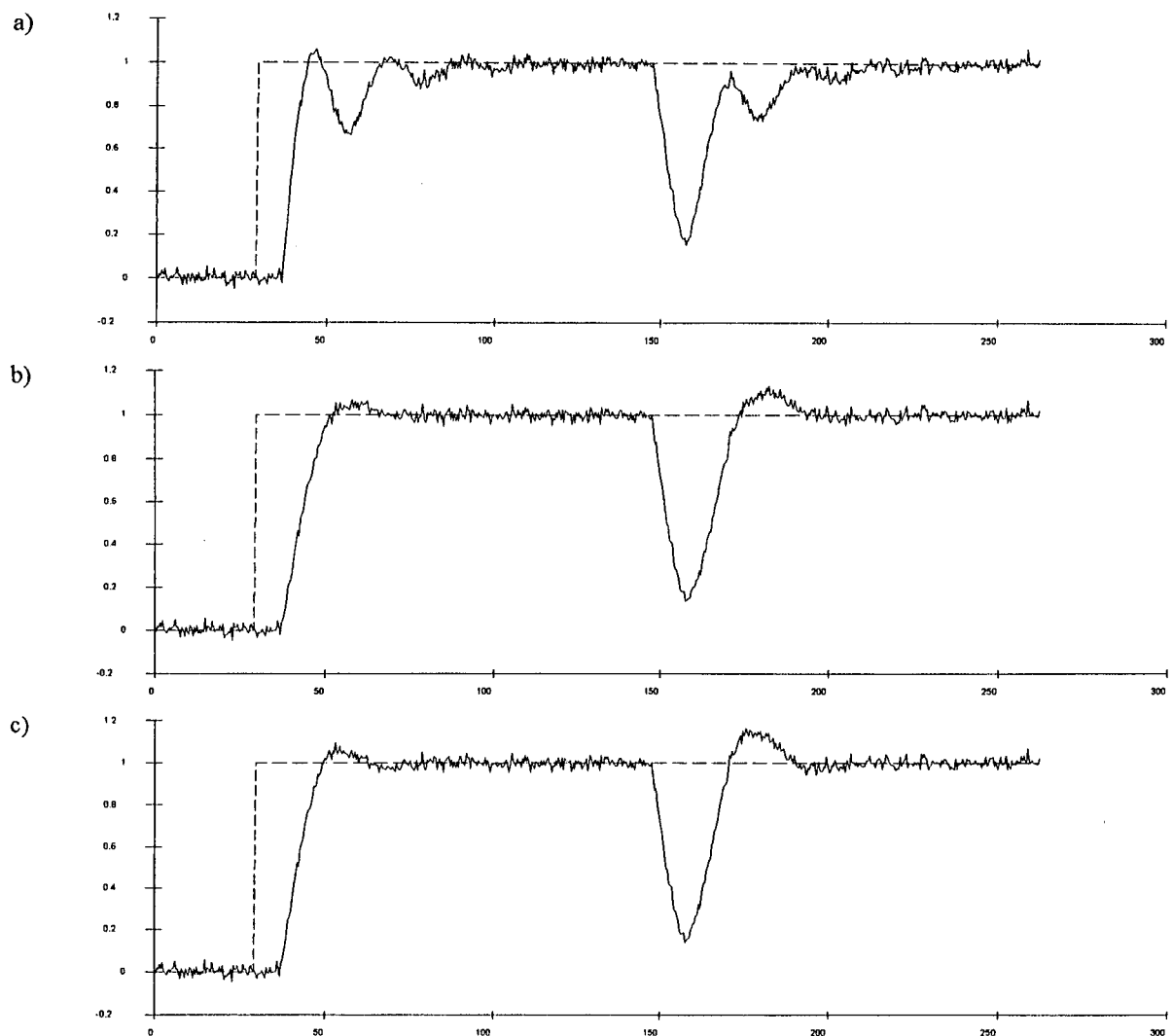


Figura 2.16. - Comparação dos ajustes do PID pelos métodos de: a) ZN_{freq} , b) ZNM_{freq} e c) ZNM_{temp}

Das curvas mostradas na figura 2.16, observa-se que:

- O ajuste por ZN_{freq} apresentou menor tempo de subida, comparado com os ajustes pelos métodos de ZNM_{freq} e ZNM_{temp} . Entretanto, o tempo de estabilização apresentado é superior aos dos outros métodos.
- O método de ZN_{freq} apresentou baixo amortecimento e elevado subpasso, tanto na mudança de referência como na perturbação de carga.
- Os métodos de ZNM_{freq} e ZNM_{temp} apresentaram desempenho semelhante, com sobrepassos e subpassos dentro dos limites especificados.

Exemplo 2.5

Neste exemplo, foram comparados os ajustes fornecidos pelos três métodos, para o processo dado a seguir:

$$G(s) = \frac{(2s+1)e^{-10s}}{(1+4s)^2(1+3s)^2}$$

(2.58)

faixa de ruído : 0.1

Os parâmetros fornecidos pelos métodos de ajuste testados são mostrados na tabela 2.3

| | K _{ref} | Ti _{ref} | Td _{ref} | K _{per} | Ti _{per} | Td _{per} |
|---------------------|------------------|-------------------|-------------------|------------------|-------------------|-------------------|
| ZN _{freq} | 3.543 | 8.4 | 2.1 | 3.543 | 8.4 | 2.1 |
| ZNM _{freq} | 2.338 | 10.19 | 2.552 | 3.535 | 7.869 | 2.418 |
| ZNM _{temp} | 2.315 | 9.598 | 1.875 | 3.285 | 7.277 | 2.027 |

Tabela 2.3 - Ajuste dos parâmetros do PID: exemplo 2.5.

As curvas de resposta do processo (2.58) a uma mudança de referência seguida de uma perturbação de carga são mostradas na figura 2.17.. Os parâmetros do controlador PID foram ajustados com os valores calculados respectivamente pelos métodos de ZN_{freq} (figura 2.17a), ZNM_{freq} (figura 2.17b) e ZNM_{temp} (figura 2.17c).

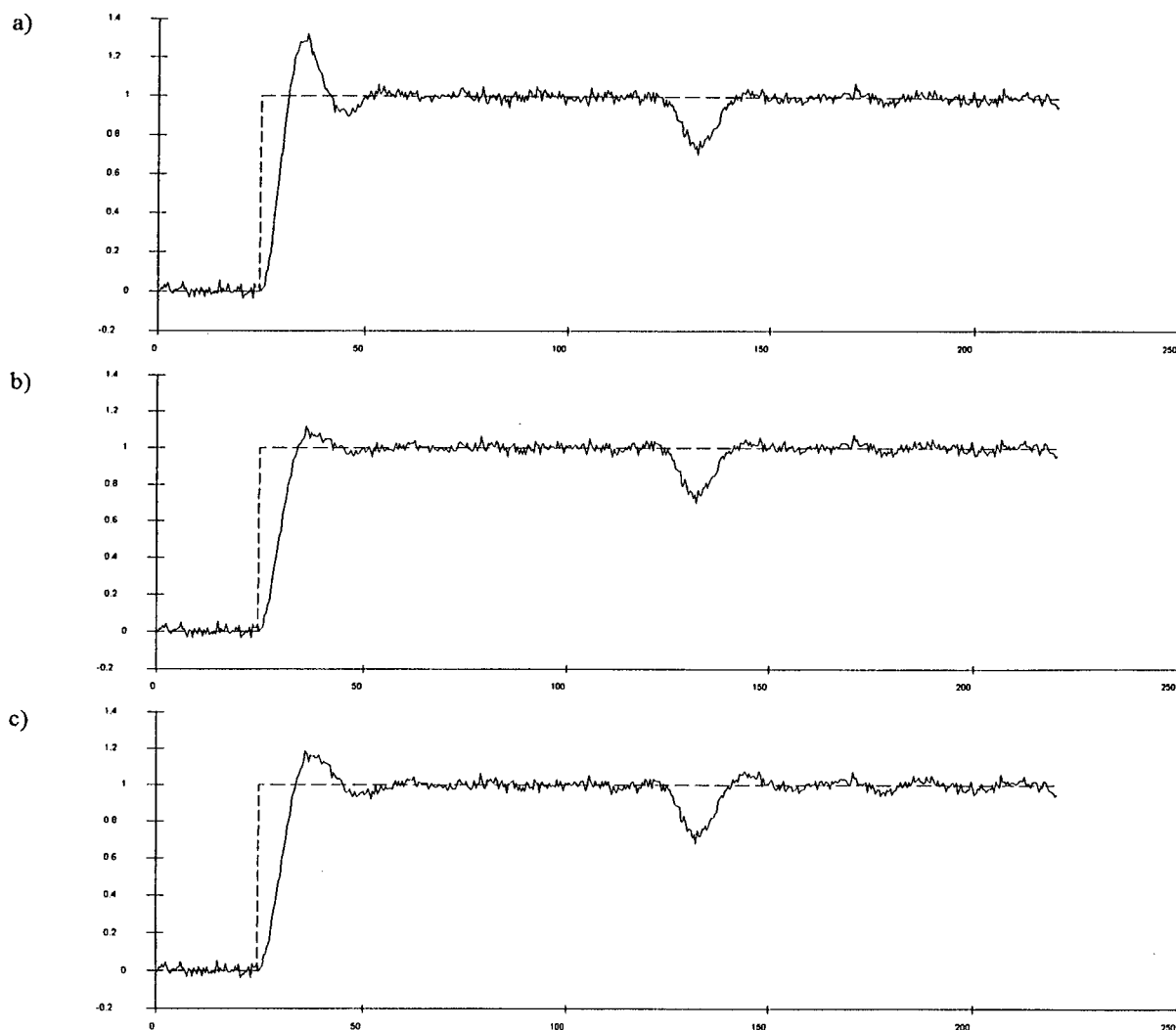


Figura 2.17. - Comparação dos ajustes do PID pelos métodos de: a) ZN_{freq} , b) ZNM_{freq} e c) ZNM_{temp}

Das curvas de resposta mostradas na figura 2.17., pode-se notar que:

- Os três métodos forneceram respostas semelhantes para a perturbação de carga.
- O método de ZN_{freq} apresentou um elevado sobrepasso na mudança de referência.
- Os métodos de ZNM_{freq} e ZNM_{temp} apresentaram desempenho semelhante, tendo o último apresentado um sobrepasso ligeiramente superior ao especificado para a mudança de referência.

Exemplo 2.6

Para este exemplo, utilizou-se o processo dado pela relação

$$G(s) = \frac{e^{-16s}}{(1+10s)} \quad (2.59)$$

faixa de ruído : 0.1

Os parâmetros do PID fornecidos pelos métodos de ajuste testados são apresentados na tabela 2.4..

| | K_{ref} | Ti_{ref} | Td_{ref} | K_{per} | Ti_{per} | Td_{per} |
|--------------|-----------|------------|------------|-----------|------------|------------|
| ZN_{freq} | 0.9678 | 22.75 | 5.688 | 0.9678 | 22.75 | 5.688 |
| ZNM_{freq} | 0.6612 | 13.95 | 3.497 | 0.7046 | 12.13 | 3.904 |
| ZNM_{temp} | 0.6534 | 16.01 | 2.115 | 0.7101 | 15.32 | 2.718 |

Tabela 2.4- Ajuste dos parâmetros do PID: exemplo 2.6.

Na figura 2.18 são mostradas as curvas de resposta do processo (2.59) a uma mudança de referência seguida de uma perturbação de carga, com o controlador PID ajustado pelos métodos de ZN_{freq} (figura 2.18a), ZNM_{freq} (figura2.18b) e ZNM_{temp} (figura2.18c).

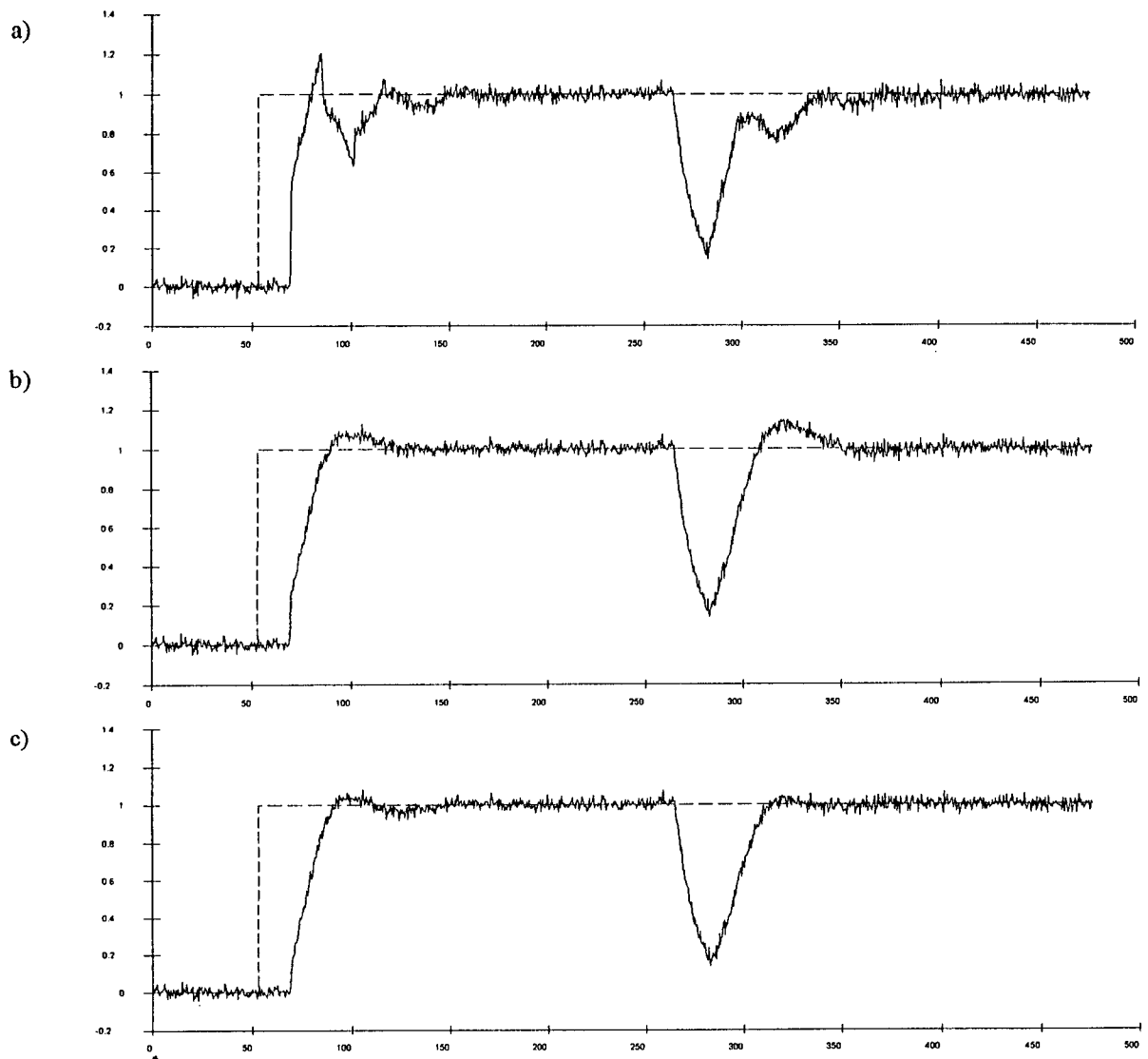


Figura 2.18. - Comparação dos ajustes do PID pelos métodos de: a) ZN_{freq} , b) ZNM_{freq} e c) ZNM_{temp}

Pode-se notar das curvas de resposta apresentadas na figura 2.18 que:

- O método de ZN_{freq} apresentou elevados sobrepasso e subpasso para a mudança de referência.
- Os métodos de ZNM_{freq} e ZNM_{temp} apresentaram menor tempo de acomodação que o método de ZN_{freq} .
- Os métodos de ZNM_{freq} e ZNM_{temp} novamente apresentaram desempenho semelhante, tendo o primeiro apresentado, na resposta à perturbação de carga, um sobrepasso ligeiramente superior ao especificado.

Dos resultados apresentados nas figuras 2.16. a 2.18., bem como de diversos outros testes realizados em diferentes processos, pode-se concluir que os métodos de ZNM_{freq} e ZNM_{temp} , de um modo geral, apresentam desempenho semelhantes. Para a maioria dos processos testados, atenderam-se as especificações de controle, quais sejam: sobrepasso menor que 10% e subpasso menor que 5%.

2.7. - Conclusão

Neste capítulo, estudou-se diferentes métodos de ajuste automático baseados na identificação do processo através de um ensaio com relé. Tal método de identificação apresenta a vantagem de gerar um ciclo limite cuja amplitude é perfeitamente controlada, não apresentando, portanto, nenhum risco de instabilidade.

Com a identificação do processo através do ensaio com relé, varios métodos de ajuste automático foram desenvolvidos. Neste capítulo foram apresentados alguns destes métodos. Optou-se por utilizar um método simples e compatível com a estrutura do PID-AA já existente. O método utilizado é baseado numa classificação do processo através do seu ganho normalizado.

Uma descrição do sistema de ajuste RELÉ/PID foi realizada, mostrando-se os mecanismos utilizados para aplicação em ambiente industrial. No final do capítulo comparou-se o desempenho do método de ajuste desenvolvido com outros métodos. Os resultados de simulação comprovaram a validade do método desenvolvido.

CAPÍTULO 3

INTEGRAÇÃO RELÉ/PID-AA

3.1. - Introdução

No capítulo 1 foi realizada uma breve descrição do controlador PID-AA desenvolvido no LCMI. O PID-AA ativa um ciclo de ajuste quando deteta uma perturbação de carga ou uma mudança de referência no processo. O número de ciclos de ajuste necessário para se alcançar os parâmetros "ótimos" do controlador depende do seu ajuste inicial. Desta forma, o PID-AA utiliza, conforme descrito no capítulo 1, uma estratégia de pré-ajuste conhecida como "método de Ziegler-Nichols Modificado". Tal método é baseado na identificação do modelo do processo através de um ensaio em malha aberta. Da curva de reação são levantados os parâmetros atraso de transporte L , constante de tempo τ , ganho estático K_e e ponto de inflexão p_{inf} , os quais são usados para o cálculo dos parâmetros do controlador. Por utilizar um ensaio em malha aberta, o método de identificação apresenta sensibilidade a perturbações de carga e a ruído.

No capítulo anterior apresentou-se o método de ZNM_{freq} de ajuste em malha fechada. Neste capítulo justificar-se-á a inclusão do método desenvolvido ao controlador PID-AA. Será feita uma comparação dos dois métodos em presença de ruído. Algumas modificações serão feitas no método, visando compensar os efeitos do ruído de medição.

No final do capítulo serão considerados alguns aspectos da integração do método de ajuste com relé à arquitetura do PID-AA existente.

3.2. - Justificativa da Ligação do Relé ao PID-AA

O PID-AA utiliza como método de ajuste automático o método de Ziegler-Nichols Modificado, baseado numa análise temporal da resposta do processo. Tal método tem

apresentado um desempenho bastante satisfatório, reduzindo significativamente o número de ciclos necessários para o ajuste do PID. Entretanto, apresenta os problemas inerentes aos métodos de identificação baseados em resposta transitória do processo.

Uma desvantagem apresentada pelo método de ZNM_{temp} reside na determinação da amplitude do degrau no sinal de controle a ser aplicado ao processo e na determinação do tempo máximo de reconhecimento:

- a) A amplitude do degrau deve ser suficientemente grande para que a resposta do processo seja claramente diferenciada em relação ao ruído. Mesmo com a utilização de técnicas de pré-processamento do sinal medido, o método de ZNM_{temp} apresenta grande imprecisão, quando a amplitude do degrau é baixa em relação à faixa de ruído (ver seção 3.3.). Por outro lado, uma grande amplitude do degrau pode provocar uma grande variação na saída do processo, o que, em certos casos, pode representar efeitos negativos na produção. Assim, um conhecimento prévio do ganho do processo é exigido do operador.
- b) O tempo de reconhecimento depende do processo a ser controlado. Assim, da mesma forma, o operador da planta deve ter uma noção mínima das constantes de tempo do processo, de modo a fornecer o tempo suficiente para o perfeito reconhecimento do processo.

Outra desvantagem do método de ZNM_{temp} é que, operando com o controlador em modo manual, ele se torna bastante susceptível a perturbações de carga. Tais aspectos exigem o acompanhamento, por parte do operador, do procedimento de ajuste automático.

O método de ajuste automático de ZNM_{temp} é utilizado para pré-ajuste do controlador PID-AA. Durante a operação normal do PID-AA, os parâmetros são ajustados pela base de regras do sistema especialista. Havendo uma mudança de ponto de operação, ou uma mudança estrutural, pode-se resultar em mudanças bruscas na característica dinâmica do processo. Nestes casos, o ajuste através da base de regras pode-se dar de forma lenta. Além disso, o ajuste dos parâmetros dos modos de operação de regulação e de servo são efetuados independentemente. Assim, torna-se conveniente a realização de um ajuste (reajuste) automático nos parâmetros do controlador. Para alguns processos, entretanto, torna-se inadequado, ou mesmo perigoso, abrir a malha do sistema para que a identificação da resposta transitória seja realizada.

A utilização de um procedimento de ajuste automático baseado na identificação do processo através de um ensaio com relé, como é descrito no capítulo anterior, possibilita que

os parâmetros do PID sejam ajustados acionando-se uma chave, sem a necessidade de nenhuma informação prévia do processo e sem precisar abrir a malha do sistema. Assim, os parâmetros do PID, tanto para o caso do servomecanismo como para o regulador, são ajustados de uma só vez com valores que são ótimos, ou perto destes, para os objetivos de controle especificados.

Um exemplo da utilização do método de ajuste automático para reajuste do controlador PID-AA pode ser visto nas figuras 3.1 e 3.2. O processo simulado é dado pela função de transferência a seguir

$$G(s) = \frac{(1 - 2s)e^{-10s}}{(1 + 4ks)^2(1 + 3s)^2} \tag{3.1}$$

e faixa de ruído igual a 0.05. O período de amostragem do controlador é de 0.1 segundos. No início da experiência, k vale 2.6 e os parâmetros de servo do PID-AA encontram-se ajustados com os valores dados por

$$K_{ref}=0.8109 \quad T_{i_{ref}}=24.80 \quad Td_{ref}=6.061 \tag{3.2}$$

No primeiro exemplo (figura 3.1), o valor de k é modificado para 1.4 no instante $t = t_1$. Em seguida, uma série de mudanças de referência é aplicada no sistema. Em cada ciclo, a forma de onda é analisada e o ajuste de um ou mais parâmetros é efetuado, até que a resposta especificada seja obtida. Neste exemplo foram necessários cinco ciclos de ajuste até que os parâmetros "ótimos" fossem alcançados. A evolução dos parâmetros do controlador durante os ciclos de ajuste é mostrada na tabela 3.1.

| | K_{ref} | Ti_{ref} | Td_{ref} | |
|-------------------------|-----------|------------|------------|-----------------------------|
| <i>valores iniciais</i> | 0.8109 | 24.80 | 6.061 | <i>parâmetros ajustados</i> |
| <i>após o 1º ciclo</i> | 0.8109 | 21.08 | 6.061 | <i>parâmetros em ajuste</i> |
| <i>após o 2º ciclo</i> | 0.8109 | 15.93 | 6.061 | <i>parâmetros em ajuste</i> |
| <i>após o 3º ciclo</i> | 0.8109 | 17.24 | 6.061 | <i>parâmetros em ajuste</i> |
| <i>após o 4º ciclo</i> | 0.5172 | 17.24 | 6.061 | <i>parâmetros em ajuste</i> |
| <i>após o 5º ciclo</i> | 0.6207 | 17.24 | 6.061 | <i>parâmetros ajustados</i> |

Tabela 3.1. - Evolução dos parâmetros de ajuste

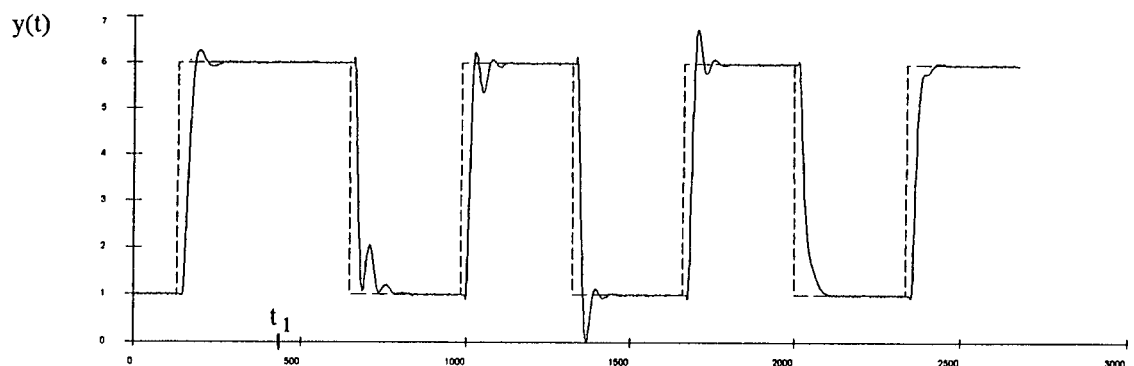


Figura 3.1. - Ajuste pelas regras do PID-AA

Apesar dos cinco ciclos de ajuste, os parâmetros do regulador continuam os mesmos de antes da perturbação paramétrica, só sendo ajustados na ocorrência de perturbações de carga.

No segundo exemplo (figura 3.2), é utilizado o mesmo processo dado pela equação (3.1). Da mesma forma, no início da experiência tem-se $k=2.6$ e os parâmetros de servo encontram-se ajustados com os valores dados em (3.2). No instante $t = t_1$, o valor de k é modificado para 1.4, como no exemplo anterior. Entretanto, após a mudança de referência em $t = t_2$, o desajuste do PID é detetado. Realiza-se então o procedimento de ajuste automático com o relé entre os instantes t_3 e t_4 , obtendo-se os seguintes parâmetros para o caso servo:

$$K_{ref}=0.5508 \quad T_{i_{ref}}=16.74 \quad T_{d_{ref}}=4.11 \quad (3.3)$$

Estes parâmetros resultam numa curva de resposta à mudança de referência em degrau que satisfaz os objetivos de controle, como pode ser visto na figura 3.2. Cabe ressaltar que o procedimento de ajuste automático realizado possibilita ainda o ajuste do conjunto de parâmetros para regulação.

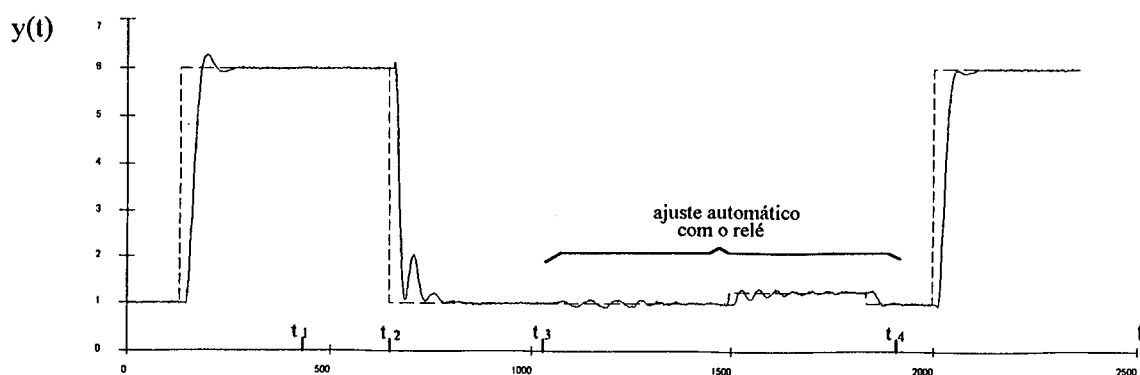


Figura 3.2 - Ajuste com o relé

3.3. - Comparação entre os métodos de ZNM_{freq} e ZNM_{temp} : exatidão e precisão

No capítulo anterior foi feita uma comparação do desempenho do controlador PID ajustado pelos métodos de ZNM_{freq} e ZNM_{temp} . Concluiu-se que o método desenvolvido apresentou resultados, para os processos testados, equivalentes aos dos método de ZNM_{temp} . Para os resultados apresentados no capítulo 2, entretanto, os métodos de ajuste automático foram empregados em condições boas de operação, isto é, a amplitude do degrau em malha aberta aplicado no método de ZNM_{temp} e a amplitude do ciclo limite obtido no método de ZNM_{freq} eram suficientemente grandes, quando comparadas com a faixa de ruído do sistema. Assim, os efeitos do ruído de medição não foram notados nos resultados apresentados no capítulo anterior.

O método de ZNM_{freq} , conforme foi mostrado no capítulo anterior, é baseado no conhecimento do período e ganho críticos do processo. Para a obtenção destes parâmetros, é necessária a utilização de um relé sem histerese. Porém, se o sistema apresenta ruído de medição, a utilização da histerese se faz necessária, de modo a se evitar que o relé comute por causa do ruído. A histerese desloca a curva correspondente ao inverso negativo da função descritiva do relé para baixo, conforme a figura 3.3.

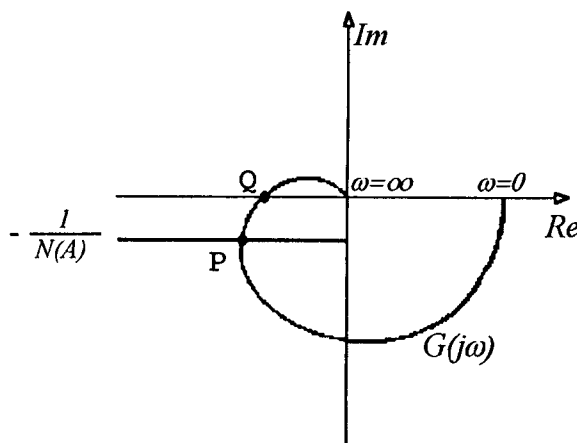


Figura 3.3 - Deslocamento da função descritiva devido à histerese

Desta forma, o ponto P da curva de Nyquist obtido não corresponde mais ao ponto crítico Q . Ainda mais, o ponto obtido é tão mais distante deste, quanto maior é a relação entre a histerese ε e a amplitude do relé d , como pode ser observado na equação seguinte.

$$-\frac{1}{N(A)} = -\frac{\pi}{4d} \sqrt{A^2 - \varepsilon^2} - j \frac{\pi \varepsilon}{4d} \quad (3.4)$$

Uma solução para tal problema seria a utilização de uma amplitude d do relé muito maior que a histerese ε , o que provocaria um aumento da amplitude do ciclo limite. Tal procedimento, porém, pode-se tornar anti-econômico, uma vez que se introduz uma perturbação grande no sistema, podendo, inclusive, representar riscos à operação da malha.

Para fazer uma análise da precisão e da exatidão dos métodos analisados, em função da amplitude do degrau aplicado (ZNM_{temp}) e do ciclo limite (ZNM_{freq}), realizou-se uma série de teste com o seguinte processo:

$$G(s) = \frac{e^{-3s}}{(1+2s)^4} \quad (3.5)$$

O sinal de saída do processo apresenta uma faixa de ruído com amplitude igual a 0.05. O período de amostragem utilizado é $T=0.1s$.

3.3.1 - Análise do método de ZNM_{temp}

Com o método de ZNM_{temp} , calculou-se o conjunto de parâmetros do PID, aplicando-se degraus em malha aberta de amplitudes equivalentes a 2, 4, 10 e 20 vezes a faixa de ruído. Para cada valor de amplitude foram feitos dez ajustes independentes. Como referência, foram realizados ajustes com o método para o processo dado em (3.5), sem a presença de ruído. Os resultados estão mostrados na tabela 3.1.

Na tabela 3.1a são mostrados os valores médios obtidos para cada parâmetro, pelo método de ZNM_{temp} , em função da amplitude do degrau utilizado no ensaio em malha aberta. São apresentados também os valores calculados para o processo sem ruído.

Na tabela 3.1b são apresentados os desvios relativos calculados entre os valores médios mostrados na tabela 3.1a e os calculados sem a influência do ruído.

O desvio padrão relativo dos parâmetros obtidos para cada amplitude do degrau utilizado é mostrado na tabela 3.1c.

| amplitude | K_{ref} | Ti_{ref} | Td_{ref} | K_{per} | Ti_{per} | Td_{per} |
|-----------|-----------|------------|------------|-----------|------------|------------|
| 0.1 | 0.8246 | 5.4322 | 1.4918 | 0.7854 | 7.5074 | 2.3975 |
| 0.2 | 0.8334 | 7.1259 | 1.6277 | 0.9834 | 6.3942 | 1.8452 |
| 0.5 | 0.8239 | 6.9091 | 1.7613 | 0.9321 | 6.2433 | 1.9716 |
| 1.0 | 0.7882 | 6.8164 | 1.7507 | 0.9127 | 5.8266 | 1.8922 |
| sem ruído | 0.7824 | 6.7488 | 1.7514 | 0.9003 | 5.8260 | 1.9034 |

Tabela 3.1a - Valor Médio Calculado

| amplitude | K_{ref} | Ti_{ref} | Td_{ref} | K_{per} | Ti_{per} | Td_{per} |
|-----------|-----------|------------|------------|-----------|------------|------------|
| 0.1 | +5.39% | -19.51% | -14.82% | -12.76% | +28.86% | +25.96% |
| 0.2 | +6.52% | +5.59% | -7.06% | +9.23% | +9.75% | -3.06% |
| 0.5 | +5.30% | +2.38% | +0.57% | +3.53% | +7.16% | +3.58% |
| 1.0 | +0.74% | +1.00% | -0.04% | +1.38% | +0.01% | -0.59% |

Tabela 3.1b - Desvio em Relação ao Valor sem Ruído

| amplitude | K_{ref} | Ti_{ref} | Td_{ref} | K_{per} | Ti_{per} | Td_{per} |
|-----------|-----------|------------|------------|-----------|------------|------------|
| 0.1 | ±31.75% | ±32.68% | ±24.39% | ±41.44% | ±16.15% | ±21.30% |
| 0.2 | ±11.21% | ±10.01% | ±17.21% | ±15.24% | ±14.54% | ±12.81% |
| 0.5 | ±8.98% | ±3.61% | ±4.90% | ±11.95% | ±4.17% | ±4.71% |
| 1.0 | ±0.79% | ±0.81% | ±0.40% | ±1.39% | ±0.85% | ±0.71% |

Tabela 3.1c - Desvio Padrão das Medidas

Dos resultados obtidos, pode-se notar que:

- O método apresenta desvios altos em relação aos valores calculados para o processo sem ruído, principalmente para as baixas amplitudes.

Contudo, estes desvios não apresentam nenhum aspecto sistemático, o que parece ser decorrente da própria imprecisão do método para amplitudes baixas;

- Para a amplitude de 1.0 (20 vezes a faixa de ruído), o método apresentou excelente precisão e exatidão;
- Para as demais amplitudes, o método apresentou uma precisão muito baixa.

A figura 3.4 mostra a resposta a uma mudança de referência seguida de uma perturbação do processo dado, controlado por um PID com os ajustes médios calculados na tabela 3.1a.

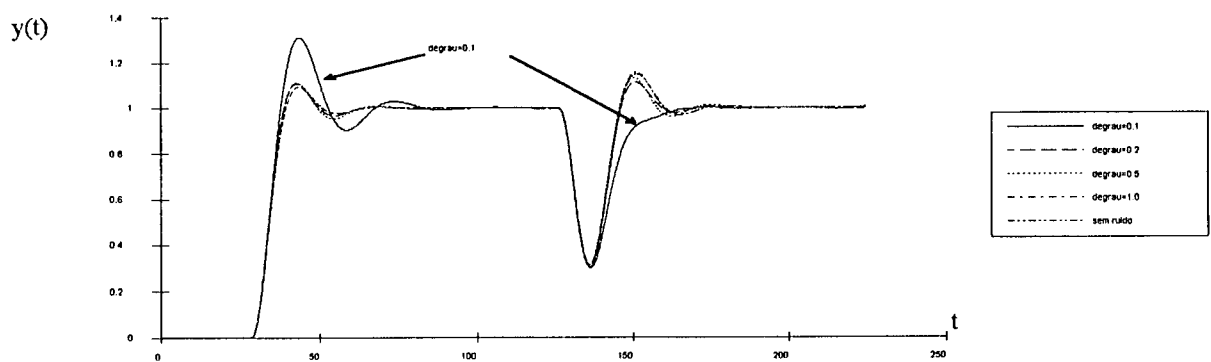


Figura 3.4 - Ajuste com os valores médios da tabela 3.1a

Observa-se, da figura 3.4., que, com exceção dos valores obtidos para a amplitude de 0.1, os valores médios obtidos pelo método de ZNM_{temp} propiciam um bom desempenho no ajuste do PID.

3.3.2. - Análise do Método de ZNM_{freq}

Da mesma forma, calcularam-se os parâmetros de ajuste do PID com o método de ZNM_{freq} , com a amplitude do ciclo limite igual a 0.1, 0.2, 0.5, 1.0. Para cada amplitude,

realizaram-se dez ajustes. Os valores calculados para o processo sem ruído foram tomados como referência. O resultado está apresentado na tabela 3.2.

Na tabela 3.2a são mostrados os valores médios obtidos pelo método. Os desvios relativos calculados em relação aos parâmetros de referência são apresentados na tabela 3.2b. Na tabela 3.2c é apresentado o desvio padrão dos valores obtidos para cada parâmetro, em função da amplitude do degrau.

| amplitude | K_{ref} | Ti_{ref} | Td_{ref} | K_{per} | Ti_{per} | Td_{per} |
|-----------|-----------|------------|------------|-----------|------------|------------|
| 0.1 | 0.6679 | 7.1745 | 1.7676 | 0.7612 | 6.5017 | 2.0062 |
| 0.2 | 0.7587 | 7.2101 | 1.8234 | 0.8560 | 6.3595 | 2.0395 |
| 0.5 | 0.7734 | 6.8546 | 1.7399 | 0.8740 | 6.0587 | 1.9467 |
| 1.0 | 0.7892 | 6.8210 | 1.7311 | 0.8988 | 6.0518 | 1.9273 |
| sem ruído | 0.7870 | 6.8608 | 1.7408 | 0.9136 | 6.0440 | 1.9246 |

Tabela 3.2a - Valor Médio Calculado

| amplitude | K_{ref} | Ti_{ref} | Td_{ref} | K_{per} | Ti_{per} | Td_{per} |
|-----------|-----------|------------|------------|-----------|------------|------------|
| 0.1 | -15.13% | +4.57% | +1.54% | -16.68% | +7.57% | +4.24% |
| 0.2 | -3.60% | +5.09% | +4.74% | -6.30% | +5.22% | +5.97% |
| 0.5 | -1.73% | -0.09% | -0.05% | -4.33% | +0.24% | +1.15% |
| 1.0 | +0.28% | -0.58% | -0.56% | -1.62% | +0.13% | +0.14% |

Tabela 3.2b - Desvio em Relação ao Valor sem Ruído

| amplitude | K_{ref} | Ti_{ref} | Td_{ref} | K_{per} | Ti_{per} | Td_{per} |
|-----------|-----------|------------|------------|-----------|------------|------------|
| 0.1 | ±28.04% | ±14.66% | ±19.51% | ±30.12% | ±9.95% | ±16.45% |
| 0.2 | ±9.63% | ±3.52% | ±4.11% | ±13.40% | ±4.00% | ±3.66% |
| 0.5 | ±3.92% | ±2.95% | ±2.91% | ±6.00% | ±3.18% | ±2.53% |
| 1.0 | ±1.41% | ±1.32% | ±1.32% | ±1.95% | ±1.12% | ±1.07% |

Tabela 3.2c - Desvio Padrão das Medidas

Das tabelas 3.2, pode-se notar que:

- Os valores médios calculados apresentam desvios em relação aos valores "ótimos" (calculados sem ruído) que diminuem à medida que se aumenta a amplitude do ciclo limite. Estes desvios apresentam aspectos sistemáticos, tais como:
 1. O método de ajuste fornece valores baixos para o ganho proporcional, quando a amplitude do ciclo limite é baixa em relação à faixa de ruído.
 2. O tempo integral e o tempo derivativo apresentam valores elevados para os ajustes com ciclo limite de baixa amplitude
- O método apresenta imprecisão no cálculo dos parâmetros feitos com baixa amplitude, principalmente para o cálculo do ganho proporcional.

A figura 3.5 mostra a resposta a uma mudança de referência e uma perturbação com o processo controlado por um PID com seus parâmetros ajustados pelos valores médios mostrados na tabela 3.2a, para as amplitudes de 0.1, 0.2, 0.5 e 1.0.

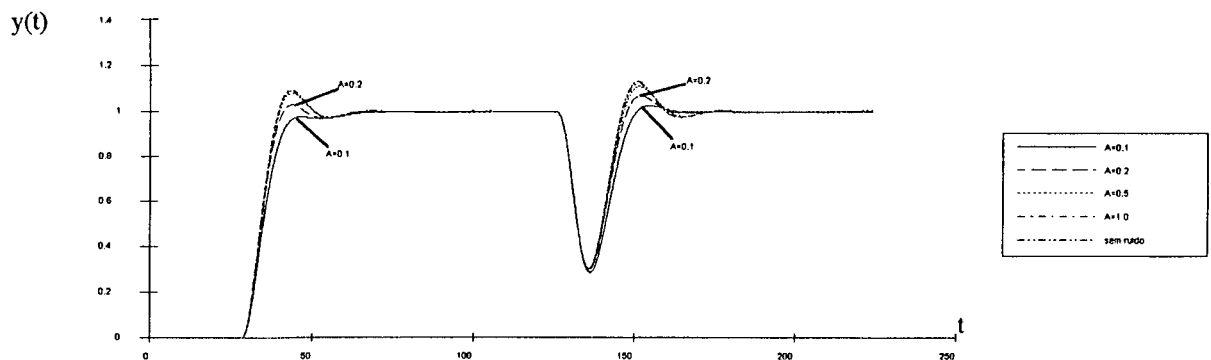


Figura 3.5 - Ajuste com os valores médios da tabela 3.2a

3.3.3. - Ajustes no Método de ZNM_{freq}

Diante dos resultados mostrados na tabela 3.2, algumas alterações foram feitas no método de ZNM_{freq} apresentado no capítulo anterior, visando atenuar os efeitos do ruído de medição no cálculo dos parâmetros do PID.

O problema da precisão do ganho proporcional K

Para a implementação do método de ZNM_{freq} exposto no capítulo anterior, não se utilizou nenhum pré-processamento de sinal. Desta forma, a amplitude da oscilação pode apresentar um erro absoluto de $\pm 1FR$, onde FR é a faixa de ruído. Se a amplitude da oscilação é pequena em relação a faixa de ruído, este erro torna-se significativo. Este fato justifica a imprecisão apresentada pelo método no cálculo do ganho proporcional para amplitudes baixas.

Para diminuir os efeitos do ruído, utilizar-se-á um método de pré-processamento do sinal medido do processo. O método a ser utilizado é o "Método de Regressão por Partes", desenvolvido para o pré-processamento do sinal em malha fechada do PID-AA [ABR 92].

O método de regressão por partes consiste em dividir a curva de ciclo limite, corrompido pelo ruído, em um número predefinido de intervalos. Cada um destes intervalos é ajustado fazendo-se a regressão polinomial do 2º grau dos pontos deste intervalo e do intervalo posterior a este. Este método é apresentado em detalhe em [ABR 92], onde é feita uma análise do seu desempenho.

O problema da exatidão do ganho proporcional K

Para o cálculo dos parâmetros do PID, o método de ZNM_{freq} assume que são conhecidos o período crítico e o ganho crítico do processo. O ganho crítico é calculado por

$$k_c = \frac{4d}{\pi A_c} \quad (3.6)$$

onde A_c é a amplitude do ciclo limite cuja frequência é a frequência crítica

Entretanto, se um relé com histerese é utilizado, o sistema entra em ciclo limite que não corresponde mais ao ponto crítico Q na curva de Nyquist, e sim a um ponto P pertencente ao terceiro quadrante, como é mostrado na figura 3.1. A relação entre a amplitude crítica A_c e a amplitude realmente medida A é mostrada na figura 3.6. Para os processos com curva de reação em forma de S , a amplitude obtida A com histerese é sempre maior que a amplitude A_c no ponto crítico, o que justifica o baixo ganho proporcional encontrado para amplitudes de

oscilação baixas. Uma maneira de atenuar este erro é aproximar a amplitude A_c pela componente horizontal da amplitude A , conforme é mostrado na figura 3.6.

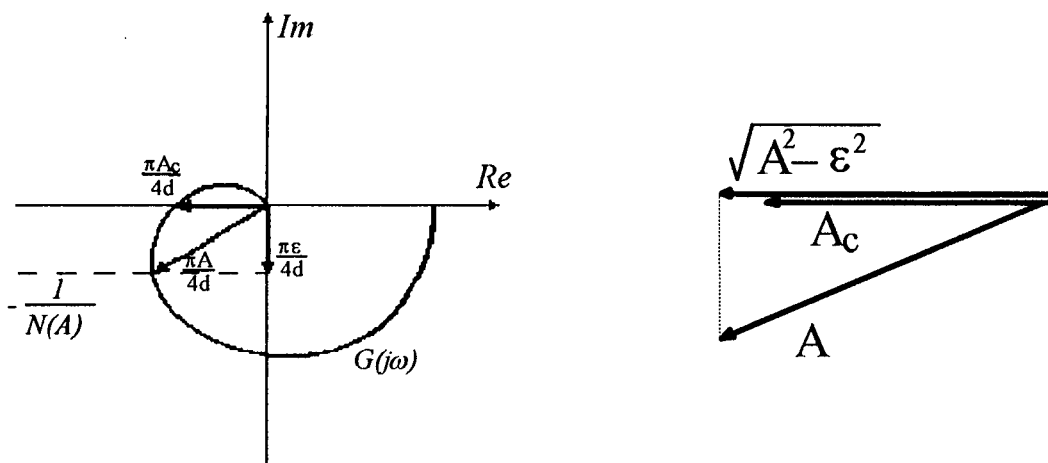


Figura 3.6 - Relação entre a amplitude crítica A_c e a amplitude medida A .

O problema do erro na determinação do período crítico

Como foi dito anteriormente, o uso do relé com histerese desloca o ponto obtido para o terceiro quadrante. Desta forma, a frequência obtida é menor que a frequência crítica. Como os parâmetros T_i e T_d são calculados diretamente do período crítico, o método tende a fornecer, para ciclo limite com baixa amplitude em relação ao ruído, valores elevados para estes parâmetros. Este fato pode ser constatado na tabela 3.2b.

A figura 3.7 mostra a oscilação da saída do processo em malha fechada com o relé. A linha grossa representa o sinal depois de pré-processado. A amplitude da oscilação é pouco inferior a 0.2, enquanto a histerese é ajustada em 0.1.

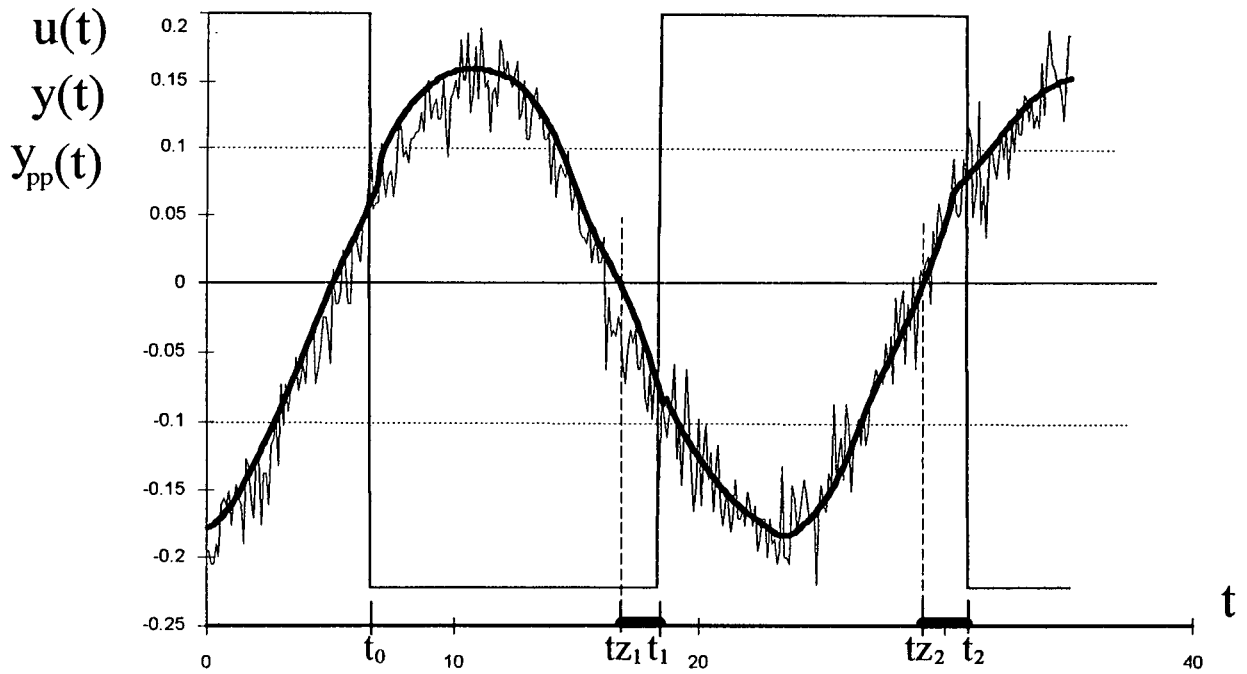


Figura 3.7 - Compensação na medição do período do ciclo limite

O período de oscilação é dado pelo intervalo entre os instantes t_0 e t_2 de comutação do relé. No caso ideal, sem ruído, nenhuma histerese se faz necessária. Neste caso, a comutação ocorre quando o sinal de erro cruza o valor zero. Na figura 3.7., no caso de histerese $\varepsilon = 0$, as comutações do relé ocorreriam nos instantes t_{z1} e t_{z2} . Devido à presença do ruído, é utilizada, na figura 3.7., uma histerese $\varepsilon = 0.1$, a qual atrasa a comutação do relé para os instantes t_1 e t_2 . Durante os intervalos (t_{z1}, t_1) e (t_{z2}, t_2) marcados na figura, $u(t)$ e $y(t)$ apresentam sinais iguais, provocando um aumento no período de oscilação do ciclo limite.

Uma aproximação que será feita para tentar compensar o efeito da histerese no cálculo dos parâmetros T_i e T_d consiste em subtrair do período medido os intervalos considerados acima.

Resultados

Com essas três modificações propostas, o processo foi novamente submetido à série de ajuste com diversas amplitudes de oscilação do sinal de saída. Os resultados destes testes são apresentados na tabela 3.3

| amplitude | K_{ref} | Ti_{ref} | Td_{ref} | K_{per} | Ti_{per} | Td_{per} |
|-----------|-----------|------------|------------|-----------|------------|------------|
| 0.1 | 0.7578 | 7.0206 | 1.7816 | 0.8689 | 6.1870 | 1.9766 |
| 0.2 | 0.7781 | 6.9069 | 1.7526 | 0.8926 | 6.1042 | 1.9419 |
| 0.5 | 0.7944 | 6.9213 | 1.7562 | 0.9128 | 6.1114 | 1.9437 |
| 1.0 | 0.7913 | 6.9550 | 1.7644 | 0.9128 | 6.1282 | 1.9480 |
| sem ruído | 0.7886 | 7.0395 | 1.7860 | 0.9118 | 6.1995 | 1.9707 |

Tabela 3.3a - Valor Médio Calculado

| amplitude | K_{ref} | Ti_{ref} | Td_{ref} | K_{per} | Ti_{per} | Td_{per} |
|-----------|-----------|------------|------------|-----------|------------|------------|
| 0.1 | -3.91% | -0.27% | -0.25% | -4.70% | -0.20% | +0.30% |
| 0.2 | -1.33% | -1.88% | -1.87% | -2.10% | -1.54% | -1.46% |
| 0.5 | +0.73% | -1.68% | -1.67% | +0.11% | -1.42% | -1.37% |
| 1.0 | +0.34% | -1.20% | -1.21% | +0.11% | -1.15% | -1.15% |

Tabela 3.3b - Desvio em Relação ao Valor sem Ruído

| amplitude | K_{ref} | Ti_{ref} | Td_{ref} | K_{per} | Ti_{per} | Td_{per} |
|-----------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|--------------|
| 0.1 | $\pm 1.36\%$ | $\pm 2.06\%$ | $\pm 2.05\%$ | $\pm 2.86\%$ | $\pm 2.14\%$ | $\pm 1.43\%$ |
| 0.2 | $\pm 0.47\%$ | $\pm 0.32\%$ | $\pm 0.32\%$ | $\pm 0.70\%$ | $\pm 0.18\%$ | $\pm 0.14\%$ |
| 0.5 | $\pm 0.25\%$ | $\pm 0.12\%$ | $\pm 0.13\%$ | $\pm 0.35\%$ | $\pm 0.07\%$ | $\pm 0.05\%$ |
| 1.0 | $\pm 0.12\%$ | $\pm 0.09\%$ | $\pm 0.08\%$ | $\pm 0.15\%$ | $\pm 0.05\%$ | $\pm 0.05\%$ |

Tabela 3.3c - Desvio Padrão das Medidas

Pode-se notar, dos resultados apresentados, que:

- A exatidão do método aumentou sensivelmente para os ajustes feitos com baixa amplitude, tendo apresentado desvio padrão máximo inferior a 3%.
- O método apresentou, de modo geral, bons resultados, tanto em termos de exatidão como em termos de precisão, para todos os parâmetros e para todas as amplitudes de ciclo limite.

A figura 3.8 mostra o desempenho do PID com os ajustes médios fornecidos pelo método de ZNM_{freq} com as modificações apresentadas neste capítulo.

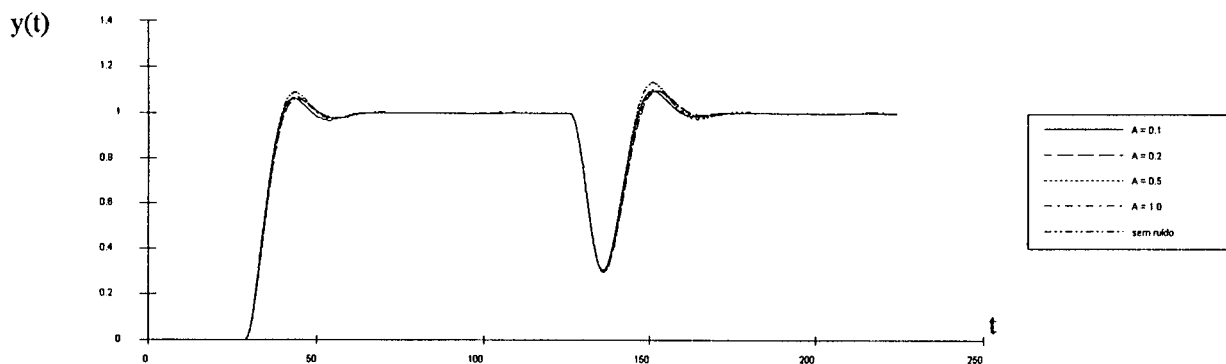


Figura 3.8 - Ajuste com os valores médios da tabela 3.3a

3.4. - Aspectos da Integração Relé/PID-AA

Nesta seção são abordados os aspectos relativos à integração do método de ajuste automático à arquitetura do PID-AA existente. Como foi mencionado no capítulo anterior, o método de ajuste de ZNM_{freq} foi desenvolvido, levando-se em conta a estrutura do controlador e os objetivos de controle do PID-AA. Aliado a isto, a estrutura modular da arquitetura do PID-AA, com módulos com características funcionais bem definidas, operando

independentemente, reduz a tarefa de integração dos algoritmos à simples justaposição dos respectivos módulos e estabelecimento da comunicação entre eles.

A seguir, será feito um resumo dos módulos existentes na arquitetura do protótipo do PID-AA e apresentadas as alterações a serem feitas, para a incorporação do método de ZNM_{freq} ao PID-AA.

3.4.1. - Arquitetura do PID-AA

A arquitetura do PID-AA é composta do módulo do algoritmo do PID mais outros módulos que implementam o sistema de auto-ajuste, como é mostrado na figura 3.9.. O sistema está dividido segundo os seguintes módulos:

- algoritmo do PID (PID)
- monitor
- processador de informação em tempo real (PITR)
- sistema especialista (SE)
- transferência
- supervisor
- gerenciador
- interface homem/máquina

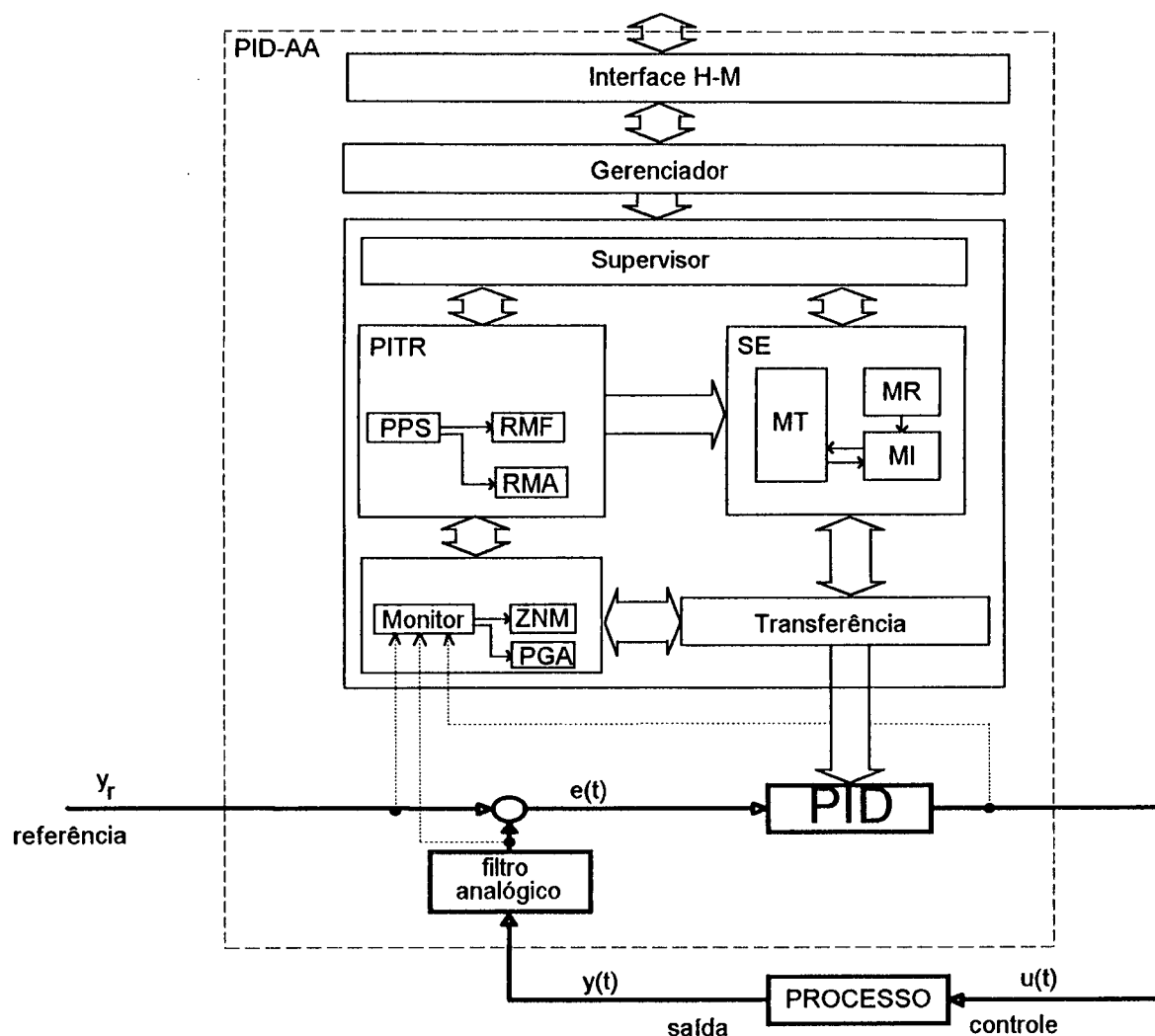


Figura 3.9. - Arquitetura do PID-AA

Módulo do algoritmo PID

Este módulo implementa o controlador PID discreto obtido a partir do seu equivalente contínuo. Este módulo é executado a cada período de amostragem.

A lei de controle implementada no PID-AA é dada por

$$u(k) = u(k-1) + K_1 e(k) + K_2 e(k-1) + K_3 e(k-2)$$

onde

$u(k)$ é o sinal de controle

$e(k)$ é o sinal de erro ($y_r(k) - y(k)$)

$$K_1 = K \left(1 + \frac{T_d}{T_{am}} + \frac{T_{am}}{2T_i} \right)$$

$$K_2 = K \left(\frac{T_{am}}{2T_i} - \frac{2T_d}{T_{am}} - 1 \right)$$

$$K_3 = K \frac{T_d}{T_{am}}$$

K , T_i e T_d são os parâmetros do PID

T_{am} é o período de amostragem.

O algoritmo possui ainda uma estratégia de eliminação da sobrecarga da ação integral por atualização de variáveis.

Módulo Monitor

Este módulo é responsável pela observação contínua da variável controlada, do valor da referência e do sinal de controle. O monitor também é responsável pela determinação da faixa de ruído e por determinar se o sistema se encontra em estado de regime.

Quando o monitor detecta, pela observação dos sinais, uma mudança de referência ou uma perturbação de carga, o módulo Pitr é ativado para reconhecimento de malha fechada (RMF). No caso de mudança de referência, o monitor determina a execução do PGA.

Durante a execução do ajuste inicial, o monitor ativa o reconhecimento de malha aberta (RMA) do módulo Pitr. Após o reconhecimento, o módulo ZNM é executado e os resultados deste são transferidos para o algoritmo do PID através do módulo de transferência.

Módulo ZNM

Este módulo é responsável pelo cálculo dos parâmetros iniciais do controlador PID, através do mecanismo de ajuste automático que utiliza o método de Ziegler-Nichols Modificado. Com as informações do reconhecimento de malha aberta do sistema, o método de

ZNM determina dois conjuntos de parâmetros para o controlador PID-AA: um para mudanças de referência e outro para perturbações de carga.

Planejamento do Ganho (PGA)

Este módulo é responsável pelo armazenamento dos parâmetros "ótimos" do controlador para perturbação para cada ponto de operação. Sempre que o ponto de operação for modificado, o conjunto de parâmetros de perturbação para o novo ponto de operação pode ser resgatado da memória do sistema e carregado no PID através do módulo do sistema especialista. Desta maneira, evita-se que o regulador funcione com os parâmetros de perturbação do ponto de operação anterior, os quais podem não ser adequados. A tabela de armazenamento é constantemente atualizada de modo ao sistema adaptar-se, caso as condições de funcionamento sejam modificadas com o decorrer do tempo.

Módulo Processador de Informação em Tempo Real (PITR)

O módulo PITR é responsável pela extração das informações contidas nas respostas do sistema e pela transformação destas numa forma compatível com a utilizada pelo módulo do sistema especialista. Este módulo está dividido em três outros módulos menores: pré-processamento de sinais (PPS), reconhecimento de malha aberta (RMA) e reconhecimento de malha fechada (RMF).

Preprocessamento de sinais (PPS)

No controlador implementado, o sinal medido sempre é filtrado antes de ser amostrado e convertido num sinal digital. Entretanto, o sinal ainda é pré-processado para diminuir os efeitos do ruído da planta, sempre que alguma rotina de reconhecimento de forma de onda da resposta é executada. O pré-processamento utilizado consiste na aplicação de um método de extrair do sinal recebido da planta a forma de onda da resposta original caso não existisse o ruído.

Reconhecimento de malha aberta (RMA)

Este módulo é ativado quando o processo é submetido a uma mudança de referência em degrau, com o controlador operando em modo manual. Da curva de reação do processo são levantados automaticamente os parâmetros ponto de inflexão (p_{inf}), atraso efetivo (L), constante de tempo equivalente (τ) e ganho (K_p) do processo. Estas informações são utilizadas no ajuste inicial dos parâmetros do controlador.

Reconhecimento de malha fechada (RMF)

Este módulo é ativado quando o sistema é submetido a mudanças exógenas, tais como mudança de referência ou perturbação de carga.

Do sinal pré-processado são retiradas informações sobre o valor dos máximos e mínimos locais e o período de oscilação amortecido, que são passadas então para o sistema especialista.

Módulo do Sistema Especialista

Neste módulo está contido, na forma de um conjunto de regras de ajuste, todo o conhecimento acumulado resultante da experiência de operadores de planta no ajuste de controladores.

As regras estão divididas em subgrupos que realizam funções distintas e seqüenciadas. Tais funções são:

- verificação da informação
- classificação da resposta
- cálculo dos parâmetros do PID

Módulo de Transferência

Este módulo controla a transferência de parâmetros entre o sistema especialista, o algoritmo do PID e o monitor. As mudanças dos parâmetros do PID podem se dar após um ciclo de ajuste, quando os novos valores são calculados, ou quando ocorre uma mudança de referência e o conjunto de parâmetros "óticos" de referência deve substituir os parâmetros de perturbação. No momento em que os parâmetros do controlador são alterados, o sistema deve estar em estado de regime (dentro da faixa de ruído), a fim de evitar que a troca de parâmetros introduza uma perturbação no sistema.

Da mesma forma, o módulo de transferência controla a mudança entre os modos manual e automático, de modo que não provoque uma perturbação indesejável.

Módulo Supervisor

O módulo supervisor implementado é constituído de rotinas que verificam as condições de operação presentes. As funções desempenhadas pelo supervisor são:

- validação dos parâmetros de malha aberta
- validação dos parâmetros de ajuste inicial
- validação dos ajustes de malha fechada
- verificação do disparo de alarmes
- detecção de oscilações e instabilidade

Módulo Gerenciador

O módulo gerenciador coordena as diferentes tarefas durante o funcionamento do controlador. Desta maneira, deve conhecer a todo instante o estado corrente do sistema.

No caso do controlador implementado, as tarefas são executadas de maneira sequencial e interrompidas a cada período de amostragem por uma rotina de interrupção responsável pela aquisição de dados, atualização da tela e aplicação do sinal de controle. O gerenciador observa constantemente a interface homem/máquina, a fim de reconhecer qualquer informação proveniente do operador. Caso uma informação seja fornecida pelo operador, o gerenciador traduz a informação e coordena a execução das tarefas necessárias.

Módulo de Interface Homem/Máquina

Este módulo permite que o operador se comunique com o controlador. Todas as informações relevantes para o conhecimento do estado corrente do sistema ficam disponíveis através desta interface, que apresenta duas funções básicas: fornecer informações para o operador da planta e permitir que o operador atue sobre o funcionamento do controlador.

3.4.2. - Integração do Método de ZNM_{freq}

A integração do método de ZNM_{freq} ao PID-AA consiste na inclusão do módulo RELE à arquitetura apresentada, bem como na inclusão de outros módulos responsáveis pela automatização do procedimento de ajuste. Da mesma forma, outras funções são atribuídas a módulos já existentes na arquitetura do PID-AA

Além do RELE, os novos módulos adicionados à arquitetura do PID-AA são:

- o módulo de reconhecimento de ciclo limite (RCL);
- o módulo de Ziegler-Nichols Modificado freqüencial (ZNMF);
- o módulo de cálculo do ganho normalizado (CGN)

Os módulos já existentes que passam a exercer novas funções são:

- o módulo MONITOR;
- o módulo PITR;
- o módulo TRANSFERENCIA.

A arquitetura resultante, com os novos módulos, é apresentada na figura 3.10..

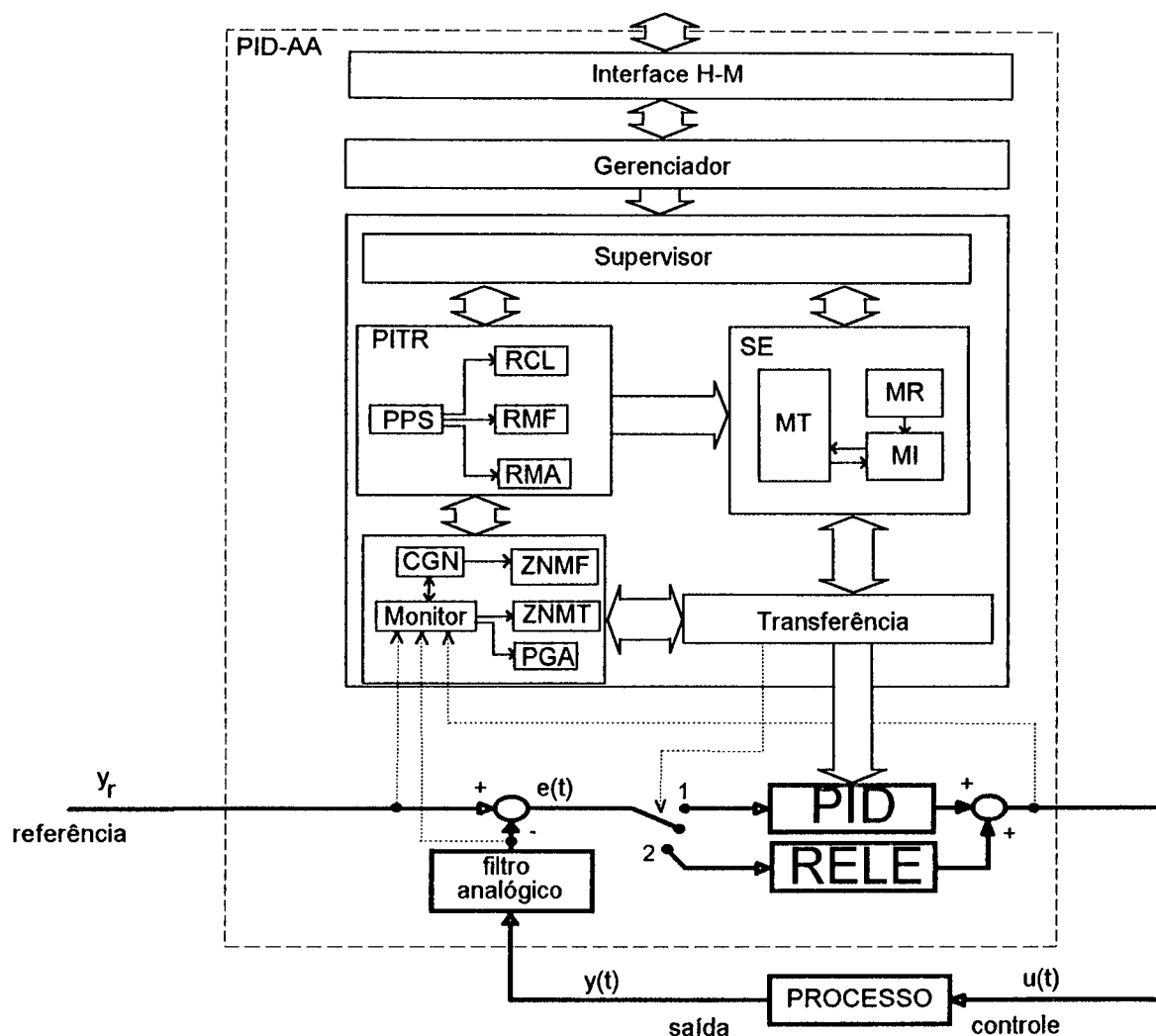


Figura 3.10. - Arquitetura do PID-AA com ajuste automático por relé

Módulo Monitor

Este módulo passa a ser responsável também pela medição da amplitude e período do ciclo limite e determinação dos parâmetros de Ziegler-Nichols.

A medição da amplitude é feita pela detecção dos picos da oscilação. A cada semiciclo, as amostras do sinal de saída são armazenadas num vetor. Na comutação do relé, o

monitor ordena a execução do módulo PITR, para pré-processamento do sinal com ruído e detecção do pico e do instante em que o sinal processado cruza o valor zero.

A medição do período é feita pela medição do intervalo entre duas comutações alternadas do relé. Para compensar o efeito da histerese no período crítico, os intervalos entre o cruzamento do zero e a comutação do relé são descontados do período medido, como é descrito na seção anterior.

Pela monitoração do sinal de saída e do sinal de controle, o monitor controla a histerese, a amplitude e o bias do módulo RELE, de modo a se obter uma oscilação com amplitude especificada e chaveamento simétrico do relé.

Obtidos os valores de amplitude e período do ciclo limite, o módulo monitor calcula o ganho crítico do processo e os parâmetros de Ziegler-Nichols do PID. Estes valores são então passados para o módulo de TRANSFERENCIA e o sistema é chaveado para o PID.

Módulo Processador de Informação em Tempo Real (PITR)

Este módulo passa a ser responsável também pela detecção, em tempo real, dos parâmetros do ciclo limite que o monitor necessita para o cálculo da amplitude e período, tais como o pico do semiciclo e o instante de cruzamento do zero do sinal de erro processado. A detecção destes parâmetros é feita em duas etapas: o pré-processamento de sinais (PPS) e o reconhecimento de ciclo limite (RCL).

Pré-processamento de Sinais (PPS)

Como foi mostrado na seção anterior, o pré-processamento do sinal aumenta consideravelmente a precisão na medição da amplitude do ciclo limite, principalmente quando a amplitude da oscilação é pequena em relação à faixa de ruído do sinal.

O método de ajuste de curvas utilizado para este fim é o "Método de Regressão por Partes", utilizado no pré-processamento de sinal em malha fechada no PID-AA.

Como o pré-processamento é feito num intervalo correspondente a meio ciclo de oscilação, o sinal a ser ajustado corresponde aproximadamente ao semiciclo de uma senóide,

de modo que a determinação do número de pontos por intervalo não se constitui num problema crítico. Assim, optou-se por se dividir o sinal a ser ajustado em um número fixo de intervalos. Após vários testes, escolheu-se o número de intervalos igual a 6, por apresentar os melhores resultados em termos de precisão e exatidão.

Realizado o ajuste, o módulo RCL é então acionado.

Reconhecimento de Ciclo Limite (RCL)

Este módulo é responsável pela determinação do valor de pico e do instante de cruzamento do zero do sinal pré-processado. Como o sinal pré-processado corresponde aproximadamente a um semiciclo de senóide, a detecção do pico corresponde a detecção do valor máximo do vetor de pontos, enquanto a detecção do instante de cruzamento do zero é feita pela comparação dos valores do vetor pré-processado com o zero.

Módulo TRANSFERENCIA

Este módulo é responsável pelo chaveamento entre o RELE e o PID. No chaveamento PID-AA→RELE, este módulo é responsável pelas seguintes funções:

- estabilização do sinal, antes do chaveamento;
- cálculo do valor médio do sinal de controle e ajuste automático do bias; e
- inicialização de variáveis do relé.

Este chaveamento é comandado pelo operador. Entretanto, podem ser definidos critérios para que o sistema seja chaveado automaticamente para o relé, sem a intervenção do operador. Por exemplo, uma mudança de ponto de operação, ou a detecção de um desajuste significativo nos parâmetros do PID, poderia ordenar o chaveamento, de modo que o ajuste automático fosse realizado.

O chaveamento RELE→PID-AA é realizado automaticamente, quando os parâmetros de Ziegler-Nichols são calculados e passados para o módulo do PID. Da mesma forma, este módulo realiza a inicialização de variáveis do PID, durante o chaveamento para o PID.

Cálculo de Ganho Normalizado (CGN)

Como foi mostrado no capítulo anterior, para o cálculo do ganho normalizado, necessita-se do valor do ganho estático do processo. Este valor é calculado pela relação entre a variação do sinal de saída e a variação do sinal de controle, com o processo controlado pelo PID. Assim, o módulo CGN é ativado quando o sistema é chaveado do relé para o PID. Neste instante, o PID encontra-se ajustado com os parâmetros de ZN. As funções deste módulo são portanto:

- esperar o sistema estabilizar;
- calcular o valor médio da saída y_o e do controle u_o ;
- provocar uma pequena mudança na referência
- esperar o sistema estabilizar;
- calcular o valor médio do sinal de saída y_f e do controle u_f ;
- calcular o ganho estático;
- calcular o ganho normalizado;
- acionar o módulo ZNMF; e
- voltar a referência ao valor original

Módulo Ziegler-Nichols Modificado freqüencial (ZNMF)

Tendo sido calculado o ganho normalizado, o CGN ordena a execução do módulo de ZNMF. Este módulo é responsável pelo cálculo dos parâmetros do PID, através das fórmulas (2.42 a 2.47). Os coeficientes α_{ref} , β_{ref} , γ_{ref} , α_{per} , β_{per} e γ_{per} são calculados das gráficos 2.6. a 2.8., em função do ganho normalizado.

3.5. - Conclusão

Há varias razões que justificam a integração do método de ajuste automático baseado no ensaio com relé ao PID-AA. Algumas delas foram apresentadas no decorrer deste capítulo, tais como

- o método não requer nenhuma informação prévia do processo;
- o ajuste é feito com o processo sob realimentação negativa, o que o torna mais robusto a perturbações.

Ainda neste capítulo, foi feita uma comparação entre o método de ZNM_{freq} e o método de ZNM_{temp} . Dos resultados apresentados, observa-se que o método de malha fechada se mostrou mais robusto aos efeitos do ruído, permitindo assim, para um determinado grau de precisão exigido, diminuir a quantidade de perturbação injetada no processo para identificação de suas características dinâmicas.

Entretanto, a principal vantagem do método, em relação aos métodos baseados em resposta transitória, está na possibilidade de sua utilização não só no pré-ajuste do controlador, mas também para o reajuste do mesmo. Assim, na detecção de desajuste dos parâmetros do controlador, por exemplo, o procedimento de ajuste automático pode ser requisitado pelo operador, fornecendo valores razoáveis para os dois conjuntos de parâmetros: regulação e servomecanismo. Ainda mais, podem ser definidos critérios para que o método de ajuste seja acionado automaticamente, sem a intervenção do operador. A utilização do método pode, até certo ponto, propiciar um certo enxugamento da base de regras existente no sistema, onde muitas regras atualmente existentes poderiam ser substituídas por uma única regra do tipo:

*Se o controlador está "muito" desajustado,
Então acione o método de ajuste automático.*

No final do capítulo, foi tratado o aspecto da integração do algoritmo desenvolvido à arquitetura do PID-AA existente. Foi feita, assim, uma descrição resumida da arquitetura do PID-AA, com seus vários módulos, e foram apresentadas as alterações necessárias para a implementação do método de ajuste automático.

CAPÍTULO 4

COMPENSAÇÃO DO ATRASO DE TRANSPORTE

4.1. - Introdução

É fato conhecido que, para processos com longos atrasos de transporte, o desempenho do controle obtido com um controlador PID é limitado. Para tais processos faz-se necessária a utilização de técnicas de controle mais elaboradas. A parte derivativa de um controlador PID pode ser interpretada como um mecanismo de predição. Entretanto, para processos com atraso de transporte dominante, a ação derivativa do controlador PID torna-se ineficaz e, até certo ponto, indesejável. Assim, a maior parte dos controladores que lidam com este tipo de processos normalmente tem esta ação desligada.

Para melhorar o desempenho de tais sistemas, são utilizadas estratégias de controle que permitem compensar o atraso do processo. Nos controladores com compensação de atraso, a predição é realizada através de uma simulação interna do processo. O Preditor de Smith [SMI, 58] e o controlador IMC ("Internal Model Control") [GAR, 82] são dois métodos de controle alternativos para tratar compensação em processos com tempo morto. Em [HAG 91,92], é proposto um terceiro controlador preditivo, o PIP, que consiste em um controlador PI com compensação de atraso. Segundo o autor, o PIP pode ser considerado como um caso especial do Preditor de Smith ou do IMC, com a vantagem de possuir apenas três parâmetros ajustáveis.

Neste capítulo serão analisadas as propriedades do controlador PIP. Serão também mostradas as técnicas desenvolvidas para ajuste automático dos seus parâmetros.

4.2. - Atraso de Transporte

Sempre que material ou energia é fisicamente movimentado num processo, existe um tempo morto associado ao movimento. Ele é causado pelo tempo que o material ou a energia leva para ser transferido da posição de suprimento à posição do sensor. Um exemplo de sistema físico com atraso de transporte é o trocador de calor mostrado na figura 4.1..

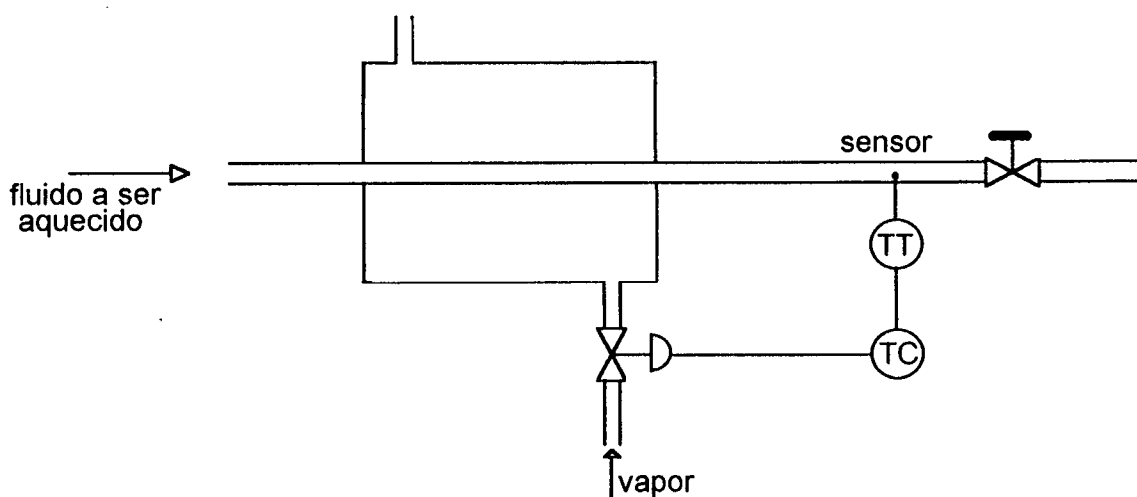


Figura 4.1 - Trocador de calor

Quando a válvula de entrada de vapor é aberta, provoca-se uma mudança na temperatura no tubo de vapor e o fluido começa então a se aquecer. A mudança de temperatura do fluido, no entanto, só é percebida no sensor de temperatura posicionado a uma distância d do trocador após decorrido o tempo necessário para o fluido se deslocar do trocador de calor ao sensor. Este tempo é denominado de *atraso de transporte* ou *tempo morto*, e é dado por

$$L = \frac{dA}{Q} \quad (4.1)$$

onde

d é a distância do transporte,
 A é a seção do tubo de saída e
 Q é a vazão de saída.

Observa-se que o atraso L é função do posicionamento do sensor. Este é um aspecto que deve ser levado em conta no projeto de sistemas de controle. Da mesma forma, o atraso L varia com a vazão Q , que é função da abertura da válvula de saída.

Além do movimento físico de material ou energia, existem outras fontes de tempo morto em problemas de controle de processo. O uso de cromatógrafo, por exemplo, para medir concentração em amostras de fluxo de líquido ou gás tomadas do processo introduz um tempo morto, o tempo de análise.

A presença de tempo morto em um processo limita o desempenho de um sistema convencional de controle por realimentação. Da perspectiva de resposta em frequência, um atraso de transporte adiciona um atraso de fase na malha de realimentação, o que afeta a estabilidade de malha fechada. Conseqüentemente, o ganho do controlador deve ser reduzido abaixo do valor que poderia ser usado se não houvesse tempo morto, e a resposta de malha fechada se torna lenta em comparação com o controle da malha sem atraso.

4.3. - Preditor de Smith

O mais popular método de controle para compensação do atraso de transporte é o preditor de Smith. A predição de mudanças futuras do sinal de medição é feita pela alimentação do sinal de controle através de um modelo do processo. A estrutura do controlador de Smith é mostrada na figura 4.2.

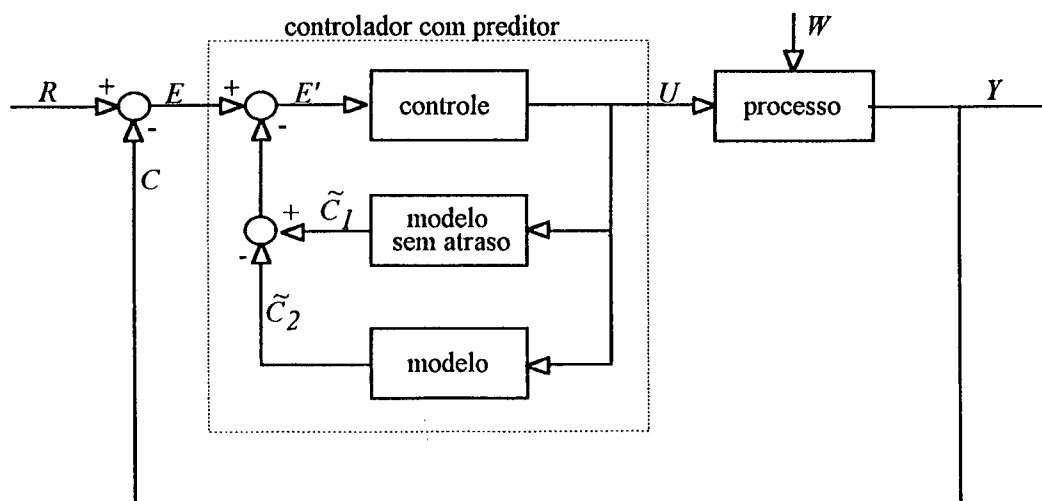


Figura 4.2 - Diagrama de bloco do Preditor de Smith

Seja

$G(s)$ a função de transferência da planta;

$\tilde{G}(s)$ o modelo do processo;

$\tilde{G}^*(s)$ o modelo do processo sem atraso;

$G_c(s)$ a função de transferência do controlador.

Da figura 4.2, tem-se

$$E' = R - C - \tilde{C}_1 + \tilde{C}_2 \quad (4.2)$$

Sendo o modelo perfeito, tem-se $\tilde{C}_2 = C$. Então o erro E' na entrada do controlador é dado por

$$E' = R - \tilde{C}_1 \quad (4.3)$$

Neste caso o controlador atua no sinal de erro que ocorreria se não houvesse atraso de transporte.

Ainda na hipótese de modelagem perfeita ($\tilde{G} = G$), a malha mais interna tem a função de transferência

$$G_c' = \frac{U}{E} = \frac{G_c}{1 + G_c G^* (1 - e^{-Ls})} \quad (4.4)$$

onde G^* é definido por $G = G^* e^{-Ls}$. Rearranjando os termos, obtém-se a função de transferência em malha fechada, da referência para a saída

$$\frac{Y}{R} = \frac{G_c G^* e^{-Ls}}{1 + G_c G^*} \quad (4.5)$$

enquanto que, para controle convencional por realimentação, tem-se

$$\frac{Y}{R} = \frac{G_c G^* e^{-Ls}}{1 + G_c G^* e^{-Ls}} \quad (4.6)$$

A comparação das equações (4.5) e (4.6) indica que o preditor de Smith tem a vantagem teórica de eliminar o atraso da equação característica. O diagrama de blocos associado à equação (4.5) é mostrado na figura 4.3.

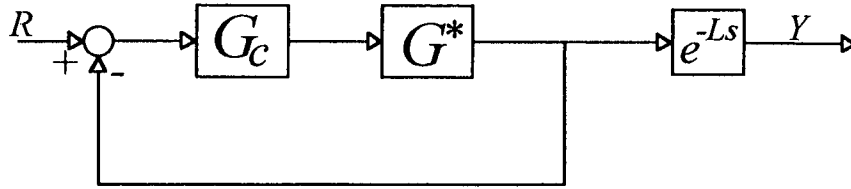


Figura 4.3. - Diagrama de blocos associado à equação (4.5)

Sendo G_w a função de transferência de carga em malha aberta, a função de transferência em malha fechada é dada por

$$\frac{Y}{W} = \frac{G_w [1 + G_c G^* (1 - e^{-Ls})]}{1 + G_c G^*} \quad (4.7)$$

Os denominadores de Y/R e Y/W são iguais, porém os termos do numerador são bem diferentes nos dois casos. Ainda assim, a configuração do preditor de Smith é geralmente benéfica para o caso de regulação.

O algoritmo de controle num preditor de Smith é normalmente um controlador PI. A estrutura do modelo do processo comumente usada é a de primeira ordem com atraso

$$Y(s) = \frac{K_p e^{-Ls}}{1 + sT} U(s) \quad (4.8)$$

Desta forma, o preditor de Smith possui cinco parâmetros a serem determinados, quais sejam: K e T_i do PI e K_p , T e L do modelo. A equação de controle é dada por:

$$u(t) = K \left(1 + \frac{1}{pT_i} \right) \left(e(t) - \frac{K_p}{1 + pT} (u(t) - u(t-L)) \right) \quad (4.9)$$

onde p é o operador $\frac{d}{dt}$.

Uma desvantagem do preditor de Smith, e de compensadores de atraso de um modo geral, é que ele é baseado em modelo ("*model-based*"), isto é, ele exige o conhecimento do modelo dinâmico do processo. Se a dinâmica do processo muda significativamente, o modelo preditivo se torna inexato e o desempenho do controlador se deteriora, às vezes até o ponto de provocar a instabilidade do sistema. Para tais processos, o controlador deve ser ajustado conservativamente de modo a acomodar possíveis erros de modelagem. Se o atraso de transporte varia significativamente, é necessário usar algum tipo de controlador adaptativo a fim de se alcançar um desempenho satisfatório.

4.4. - Controlador PIP

O controlador PI Preditivo (PIP) é um compensador de atraso que, diferentemente do Preditor de Smith e do IMC, possui apenas três parâmetros ajustáveis. Desta forma, segundo [HAG 91,92], os seus parâmetros podem ser adequadamente ajustados usando-se regras empíricas similares às utilizadas para o ajuste dos parâmetros do PID.

Neste trabalho será apresentada uma estratégia de auto-ajuste baseada na constante identificação do modelo do processo e conseqüente ajuste dos parâmetros do controlador PIP.

4.4.1. - Estrutura do Controlador

A estrutura do controlador PIP é a mesma do Preditor de Smith, com a exceção de que os parâmetros do PI são ajustados "automaticamente" em função dos parâmetros do modelo. Assim

$$K = f_1(K_p, T, L) \quad (4.10)$$

$$T_i = f_2(K_p, T, L) \quad (4.11)$$

Como há compensação de atraso, estes parâmetros não devem depender de L . Além disso, o ganho K do controlador independe da constante de tempo T do processo, enquanto o tempo integral T_i independe do ganho estático K_p do processo. Assim, os parâmetros são dados por

$$K = \frac{\kappa}{K_p} \quad (4.12)$$

$$\tau T_i = T \quad (4.13)$$

Substituindo na equação (4.9), tem-se

$$u(t) = K \left(1 + \frac{I}{pT_i} \right) e(t) - \frac{\kappa(1 + pT_i)}{pT_i(1 + p\tau T_i)} (u(t) - u(t - L)) \quad (4.14)$$

que apresenta 3 parâmetros: K , T_i e L . κ e τ são constantes a serem definidas.

Sendo o modelo do processo de primeira ordem e havendo modelagem perfeita, os parâmetros do PI poderiam ser ajustados com os valores ótimos para o controle de um processo de primeira ordem sem atraso. Assim, os valores de K e T_i poderiam ser escolhidos arbitrariamente grandes. Levando em conta as dinâmicas não modeladas e a presença de ruído, deve-se optar por um ajuste conservativo. Além disso, se o atraso de transporte é dominante, escolher para a malha fechada uma escala de tempo similar à do processo em malha aberta não deve implicar em significativa degradação com relação ao melhor desempenho possível, consideradas as condições de modelagem aproximada e o pequeno número de parâmetros disponíveis para o ajuste.

Com base neste tipo de considerações, Hägglund [HAG 91,92] propõe o ajuste

$$K = \frac{1}{K_p} \quad \text{e} \quad T_i = T \quad (4.15)$$

Com a escolha dos parâmetros dada em (4.15), a lei de controle do PIP se escreve:

$$u(t) = K \left(1 + \frac{1}{pT_i} \right) e(t) + \frac{1}{pT_i} [u(t - L) - u(t)] \quad (4.16)$$

Hägglund [HAG 91,92] demonstra que, para processos com relação $L/\tau > 1$, o desempenho do controlador PIP na rejeição de perturbação de carga é superior ao do controlador PI. Para processos com atraso muito longo, o IAE (integral do erro absoluto) do controlador PIP é 50% do IAE com o controlador PI.

O diagrama de blocos do sistema correspondente a esse algoritmo de controle é mostrado na figura 4.4.

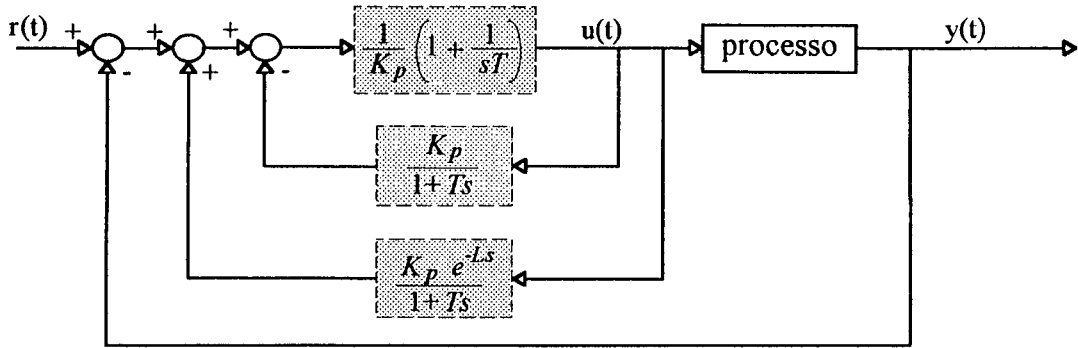


Figura 4.4. - Diagrama de blocos do sistema controlado pela lei de controle 4.16.

A função de transferência efetiva da malha mais interna é dada por

$$G_i = \frac{\frac{1}{K_p} \left(1 + \frac{1}{sT}\right)}{1 + \frac{1}{K_p} \left(1 + \frac{1}{sT}\right) \frac{K_p}{1+sT}} = \frac{1}{K_p} \quad (4.17)$$

O diagrama de blocos simplificado do sistema é então mostrado na figura abaixo

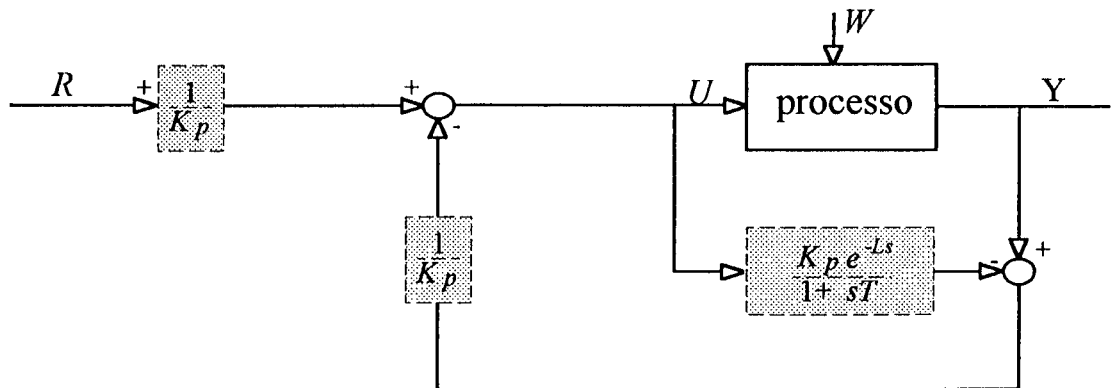


Figura 4.5 - Diagrama de blocos simplificado. Processo controlado pela lei de controle 4.16

No seu trabalho, Hagglund [HAG 91b, 92] utiliza a estrutura alternativa do controlador PIP representada pela equação:

$$u(t) = K(-y(t)) + \frac{K}{pTi} e(t) + \frac{1}{pTi} [u(t-L) - u(t)] \quad (4.18)$$

onde a ação proporcional atua somente sobre o sinal de medição, em vez do sinal de erro, proporcionando respostas mais suaves a mudanças de referência. Utilizando-se esta versão do PIP e os ajustes sugeridos, o diagrama de blocos do sistema de controle pode ser representado pela figura abaixo

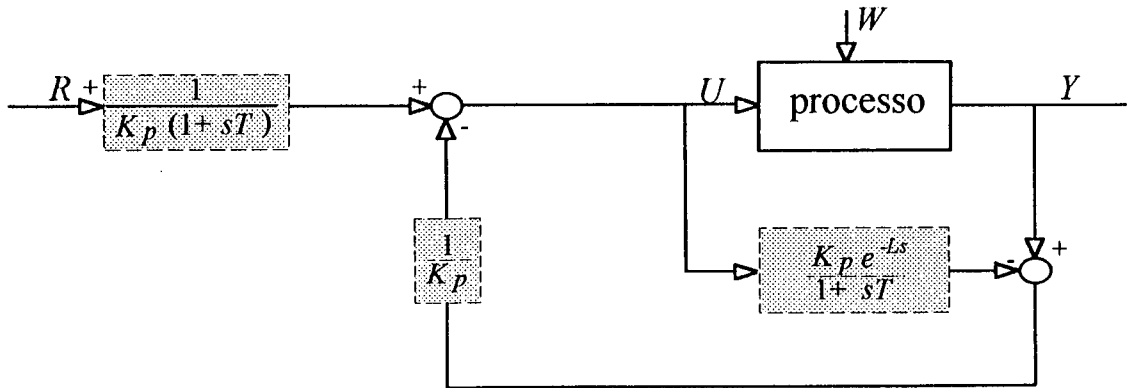


Figura 4.6. - Diagrama de blocos simplificado. Processo controlado pela lei de controle 4.18.

Em trabalho recente, Bruciapaglia [BRU 92] critica a escolha do algoritmo (4.18), afirmando que, para o tipo de processo a ser controlado -passa baixa com curva de resposta em S- e com o ajuste conservativo utilizado para o PI, nenhuma suavização do sinal de saída se faz necessária.

Para a estrutura 4.16, no caso de modelagem perfeita, em resposta a um degrau de referência, $u(t)$ assume instantaneamente o seu valor de regime permanente, enquanto que, para a estrutura 4.18, $u(t)$ tende para o seu valor de regime com comportamento dinâmico de primeira ordem. No caso de modelagem aproximada, a diferença processo/modelo será, em ambos os casos, subtraída do sinal de controle após ser multiplicada por $1/K_p$. Entretanto, no caso do algoritmo 4.18, ela será levemente atenuada, pois aparecerá filtrada pelo polo em $-1/\tau$.

A figura 4.7 mostra a resposta do controlador PIP a mudanças de referência com as duas estruturas analisadas. O processo utilizado é dado pela função de transferência

$$G(s) = \frac{e^{-4s}}{(1+s)^3} \quad (4.19)$$

Os parâmetros do controlador são ajustados de acordo com a identificação do processo realizada através de um degrau em malha aberta. No início do teste é utilizado o algoritmo de controle 4.16. No instante t_1 aplica-se um degrau no sinal de referência. Após a

estabilização, o algoritmo de controle é substituído pelo algoritmo 4.18. Um novo degrau é aplicado no sinal de referência no instante t_2 e o sinal de saída evolui até a estabilização.

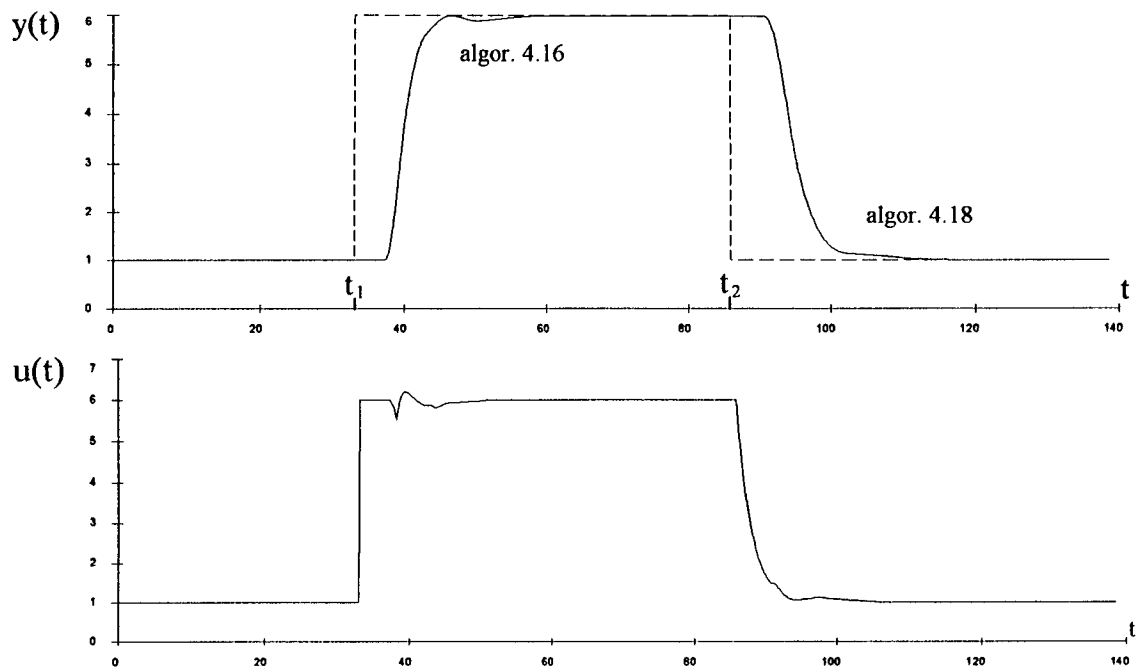


Figura 4.7 - Comparação das estruturas 4.16 e 4.18

Os resultados evidenciados na figura 4.7, verificados também para um número significativo de outros processos, permitem concluir que:

- O erro transitório processo/modelo não provoca diferenças significativas entre as duas respostas, de modo que não há necessidade aparente para suavizar a resposta;
- O algoritmo 4.16 conduz a uma resposta levemente mais rápida e tão "suave" quanto a produzida pelo algoritmo 4.18.

Por outro lado, o algoritmo 4.16 apresenta uma interessante propriedade que pode ser aproveitada para a automatização do seu procedimento de ajuste, como será visto adiante, e que justifica plenamente a opção por esse algoritmo, em vez do algoritmo 4.18.

A implementação discreta do algoritmo 4.16 é realizada através da discretização dos módulos do PI e dos modelos do processo apresentados na figura 4.4.. Assim, o algoritmo discreto de controle é dado pelas equações abaixo

$$dif(k) = K_1 \cdot dif(k-1) + K_2 \cdot [u(k-1) - u(k-n-1)] \quad (4.20)$$

$$e_i(k) = e(k) - dif(k) \quad (4.21)$$

$$p(k) = K_3 \cdot e_i(k) \quad (4.22)$$

$$i(k) = i(k-1) + K_4 \cdot e_i(k-1) \quad (4.23)$$

$$u(k) = p(k) + i(k) \quad (4.24)$$

onde

$$K_1 = e^{-\frac{T_{am}}{T_i}} \quad (4.25)$$

$$K_2 = \frac{1 - K_1}{K} \quad (4.26)$$

$$K_3 = K \quad (4.27)$$

$$K_4 = \frac{K \cdot T_{am}}{T_i} \quad (4.28)$$

com K , T_i e n ($n = \text{int}(L/T_{am})$) os parâmetros de ajuste e T_{am} o período de amostragem.

4.4.2. - Pré-ajuste

O ajuste do PIP consiste na determinação dos valores para os três parâmetros K , T_i e L , ou, equivalentemente, para os parâmetros do modelo de primeira ordem com atraso do processo a ser controlado. Existe na literatura um grande número de métodos, baseados na resposta do processo a um degrau, de identificação dos parâmetros ganho estático K_p , constante de tempo equivalente T e atraso de transporte efetivo L . Assim, a inicialização do controlador é realizada através da aplicação de um degrau ao processo em malha aberta.

Observando-se a figura 4.5., percebe-se que, não se tendo modelagem perfeita, o transitório da diferença processo/modelo aparecerá na entrada do processo depois de multiplicada por Kc . Assim, na escolha do método de identificação a ser utilizado, deve-se optar por aqueles que conduzem ao menor afastamento transitório processo/modelo.

Dentre os disponíveis na literatura, analisaremos os métodos propostos por Ziegler-Nichols [ZIE 42], por Häggglund [HAG 91], por Smith [SMI 85] e por Nishikawa [NIS 84].

No método de ZN e de Häggglund os parâmetros K_p , L e T são calculados conforme é mostrado na figura 4.8., onde a reta traçada corresponde à tangente ao ponto de máxima inclinação da curva de reação. O atraso L , nos dois métodos, é calculado pelo intervalo de tempo entre a aplicação do degrau na entrada do processo e o instante t_1 em que a reta tangente toca a reta $y = y_o$. No método de ZN, a constante de tempo T é dado pelo intervalo de tempo entre t_1 e o instante t_3 em que a reta tangente toca a reta $y = y_f$, enquanto que no método de Häggglund, T é calculado pelo intervalo entre t_1 e o instante t_2 em que a curva de resposta alcança o valor $y = y_o + 0.63\Delta y_f$.

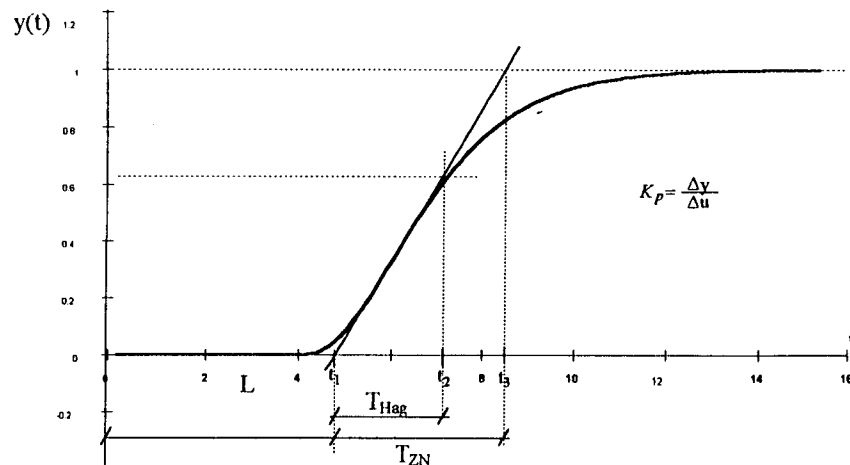


Figura 4.8. -Métodos de ZN e Häggglund

No método de Smith, sobre a curva de reação são marcados os instantes t_1 e t_2 correspondentes às passagens da resposta pelos pontos $y_o + 0.283\Delta y(\infty)$ e $y_o + 0.632\Delta y(\infty)$, respectivamente, como é mostrado na figura 4.9.. Os parâmetros são obtidos então pelas relações

$$K_p = \frac{\Delta y(\infty)}{\Delta u} \quad (4.29)$$

$$T = 1.5(t_2 - t_1) \quad (4.30)$$

$$L = t_2 - T \quad (4.31)$$

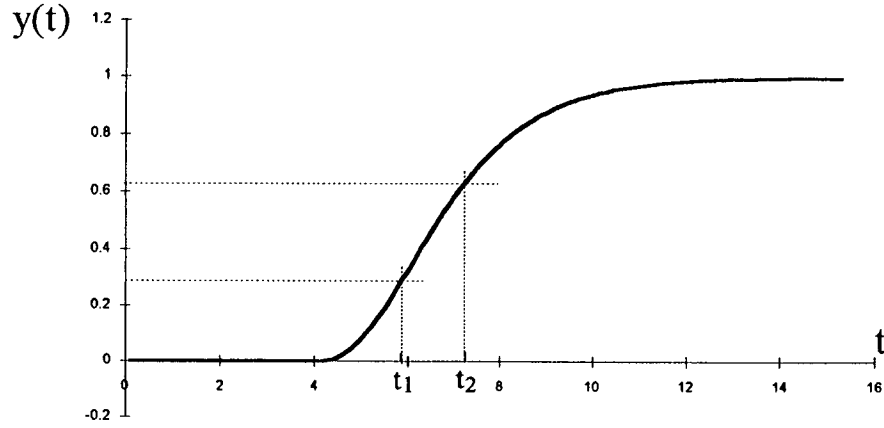


Figura 4.9. -Método de Smith

No método proposto por Nishikawa, os parâmetros são calculados através do cômputo das áreas

$$A_0 = \int_0^{\infty} [\Delta y(\infty) - \Delta y(t)] dt \quad (4.32)$$

$$A_I = \int_0^{t_o} \Delta y(t) dt, \quad \text{com } t_o = \frac{A_0}{\Delta y(\infty)} \quad (4.33)$$

conforme mostrado na figura 4.10. Assim, os parâmetros do modelo são dados por

$$T = \frac{A_I}{0.368 \Delta y(\infty)} \quad , \quad L = t_o - T \quad \text{e} \quad K_p = \frac{\Delta y(\infty)}{\Delta u} \quad (4.34)$$

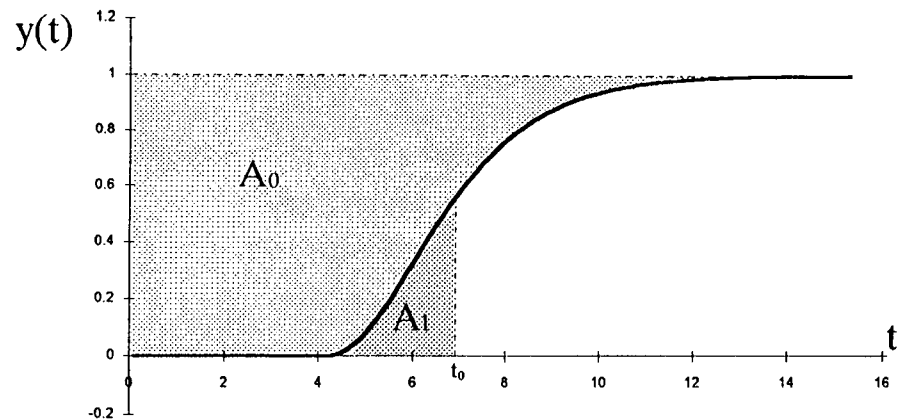


Figura 4.10. -Método de Nishikawa

Por dependerem do traçado da tangente, os métodos de ZN e de Hägglund apresentam grande sensibilidade ao ruído, enquanto que o método de Nishikawa, baseado em cálculo de integrais, é o menos sensível ao ruído de alta frequência.

Uma comparação entre o erro transitório processo/modelo para os quatro métodos apresentados é mostrada na figura 4.11. O processo utilizado é dado por

$$G(s)=\frac{e^{-4s}}{(1+s)^3} \tag{4.35}$$

Os parâmetros calculados através de cada um dos métodos são mostrados na tabela 4.1.

| | <i>L</i> | <i>T</i> | <i>K</i> |
|-----------|----------|----------|----------|
| ZN | 4.84 | 3.66 | 1 |
| Hägglund | 4.84 | 2.41 | 1 |
| Smith | 5.15 | 2.0 | 1 |
| Nishikawa | 5.2 | 1.75 | 1 |

Tabela 4.1 - Parâmetros calculados pelos quatro métodos

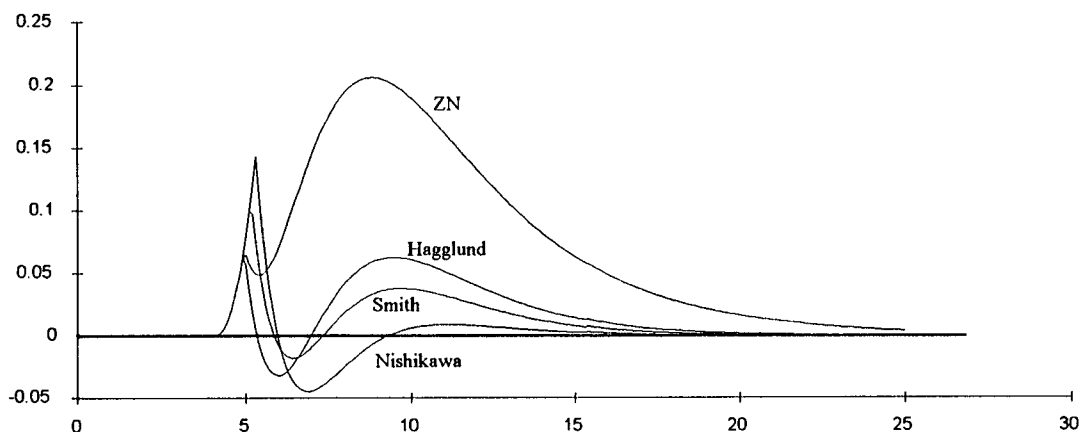


Figura 4.11. - Comparação do transitório da diferença processo/modelo

A figura 4.12. apresenta a resposta a mudanças de referência do tipo degrau aplicadas ao processo (4.35) com os parâmetros apresentados na tabela 4.1.. Observa-se que, com exceção do método de ZN, os métodos apresentados forneceram uma boa estimativa do modelo do processo, propiciando resultados bastante satisfatórios.

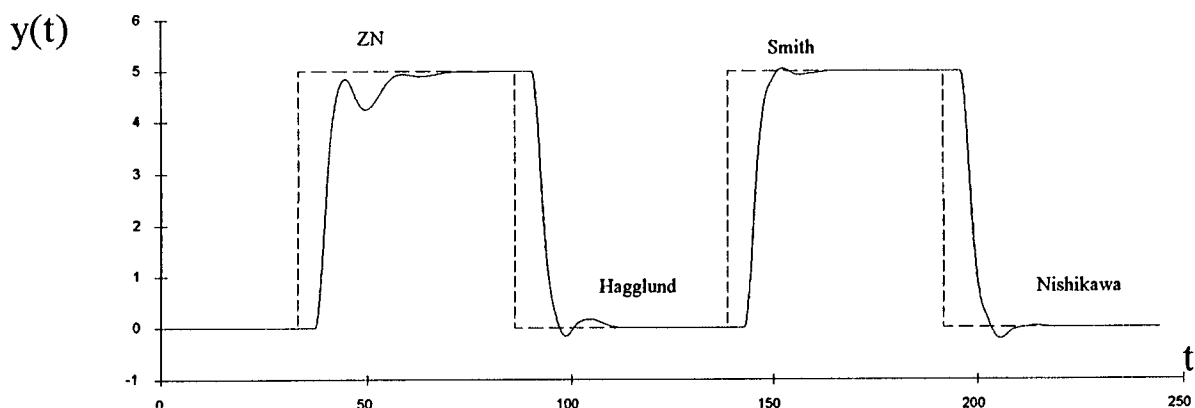


Figura 4.12 - Comparação do desempenho dos 4 métodos em malha fechada.

Neste trabalho, optou-se pela utilização do método de identificação de Smith, devido a simplicidade, robustez e desempenho apresentados no ajuste de uma ampla gama de processos testados. Adiante será apresentada uma outra justificativa para a escolha do método de Smith, em vez do método de Nishikawa.

As figuras 4.13. e 4.14. mostram o desempenho do controlador PIP, pré-ajustado pelo método de Smith, frente a mudança de referência e perturbação de carga em degrau. Para o teste mostrado na figura 4.13., utilizou-se o processo dado pela função de transferência de quarta ordem

$$G(s) = \frac{e^{-10s}}{(1+s)(1+0.5s)(1+0.25s)(1+0.125s)} \quad (4.36)$$

enquanto que para o teste da figura 4.14, utilizou-se o processo de fase não mínima dado pela equação

$$G(s) = \frac{(1-0.5s)e^{-5s}}{(1+s)(1+0.25s)} \quad (4.37)$$

Em ambos os casos procedeu-se da seguinte forma:

- inicialmente, com o sistema em malha aberta, aplicou-se um degrau unitário na entrada do processo para fins de identificação e pré-ajuste, através do método de Smith;
- no instante t_1 , aplicou-se um degrau $\Delta y_r = 4$ no sinal de referência;
- no instante t_2 , aplicou-se uma perturbação de carga $\Delta q = -4$ na entrada do processo.

Nas duas simulações feitas, utilizou-se para o controlador um período de amostragem de 0.1s, conversores simulados de 12 bits e faixa de ruído igual a 0.2.

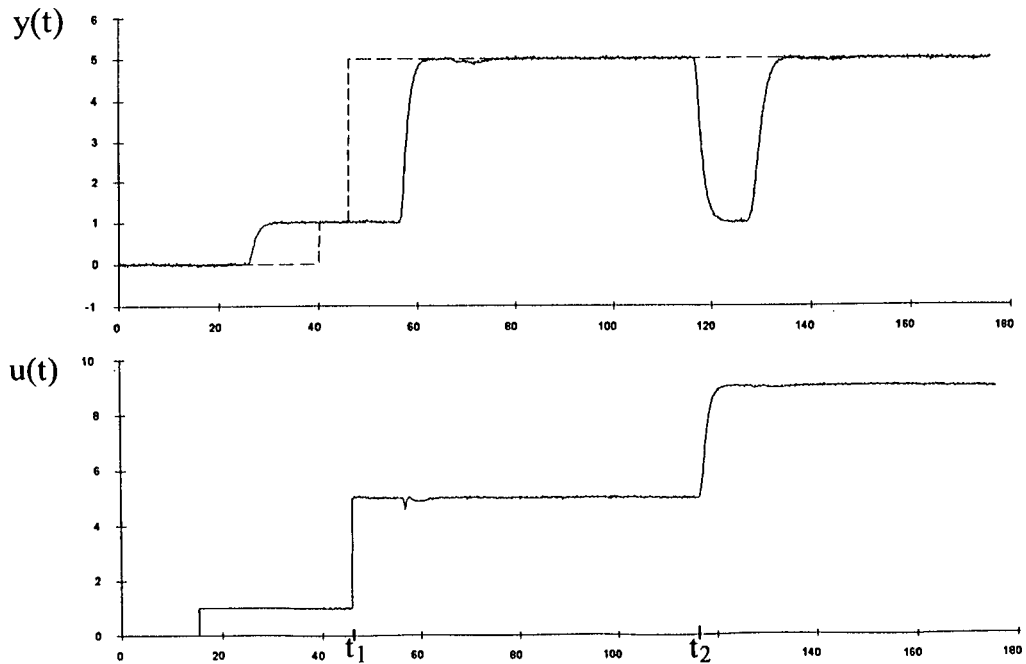


Figura 4.13. - Desempenho do pré-ajuste: processo (4.36)

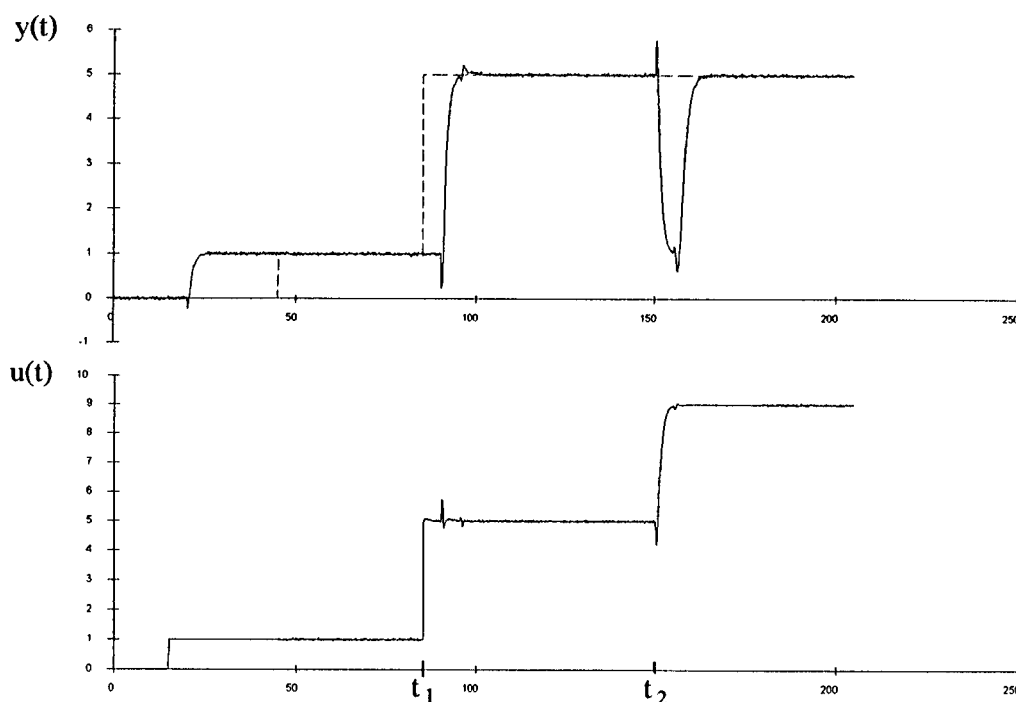


Figura 4.14. - Desempenho do pré-ajuste: processo (4.37)

Os resultados evidenciados nas figuras 4.13. e 4.14., verificados também para um número significativo de outros processos, permitem concluir que

- tendo sido realizado o pré-ajuste do controlador através do método de Smith, não é necessário em geral proceder a ajustes suplementares dos seus parâmetros, a menos do caso em que ocorram perturbações paramétricas;
- o controlador ajustado pelo método de Smith apresenta desempenho satisfatório, tanto para o caso servo como para o caso de regulação, de modo que um único conjunto de parâmetros é suficiente.
- o ruído de medição não degrada sensivelmente o desempenho do método de identificação.

4.4.3. - Adaptação

A predição no controlador PIP, assim como no Preditor de Smith, é realizada através de um modelo dinâmico do processo. Assim, se houver perturbação paramétrica no processo sob controle, o modelo torna-se inadequado, deteriorando o desempenho do controlador. Uma estratégia de ajuste foi então desenvolvida de modo a possibilitar a adaptação do controlador às mudanças do processo.

A adaptação do controlador PIP frente às mudanças no processo, da mesma forma que no PID-AA, são realizadas de duas maneiras:

- na mudança de referência;
- na perturbação de carga.

4.4.3.1. - Ajuste no Caso de Mudança de Referência

A metodologia de auto-ajuste do controlador PIP, desenvolvida para o caso de mudança de referência, aproveita uma importante propriedade do algoritmo de controle 4.16.

4.4.3.1.1. - Propriedade do Algoritmo 4.16

Considere-se o sistema representado pela figura 4.5., onde a planta é controlada usando-se a lei de controle PIP dada pela equação 4.16. Sejam L o atraso do modelo e L_p o atraso do processo. Estando o sistema em regime permanente e havendo uma mudança de referência em degrau de amplitude A em $t=0$, o sinal de controle assume instantaneamente o valor

$$u(t) = \frac{A}{K_p} \quad (4.38)$$

permanecendo com este valor constante durante o intervalo $[0, \min(L, L_p)]$, ou seja, até que o processo ou o modelo comece a responder à mudança no sinal de controle.

Assim, no intervalo $[L_p, L_p + \min(L, L_p)]$ a saída do processo evoluirá em malha aberta ao degrau A/K_p aplicado na sua entrada no intervalo $[0, \min(L, L_p)]$.

Esta propriedade reveste-se de grande importância, pois sugere uma metodologia simples de ajuste do controlador em malha fechada, para processos com relação $L_p/T_p \geq 5$ (com T_p a constante de tempo do processo).

Assim, se o $\min(L, L_p)$ é maior que $5T_p$, durante o intervalo $[L_p, L_p + \min(L, L_p)]$, o sinal de saída converge para o seu valor de "regime permanente", em resposta ao degrau aplicado na entrada do processo no intervalo $[0, \min(L, L_p)]$. Neste caso, a cada mudança de referência, o modelo do processo pode ser identificado por algum dos métodos existentes na literatura, sendo os parâmetros do PIP ajustados automaticamente.

Um exemplo disto é mostrado na figura 4.15., onde o controlador PIP tem os três parâmetros desajustados. No instante t_1 , aplica-se um degrau na referência do sistema do controlador. No intervalo $[t_1, t_2]$, o sinal de controle permanece constante, até que o sistema começa a responder ao degrau no instante t_2 . Deste modo, durante o intervalo $[t_2, t_3]$, a curva do sinal de saída corresponde a sua curva de resposta ao degrau aplicado na entrada do processo, no intervalo $[t_1, t_2]$. Assim, utilizando-se um método de identificação, como o método de Smith, é possível levantar as características dinâmicas do processo, tais como ganho estático K_p , atraso efetivo L e constante de tempo equivalente T .

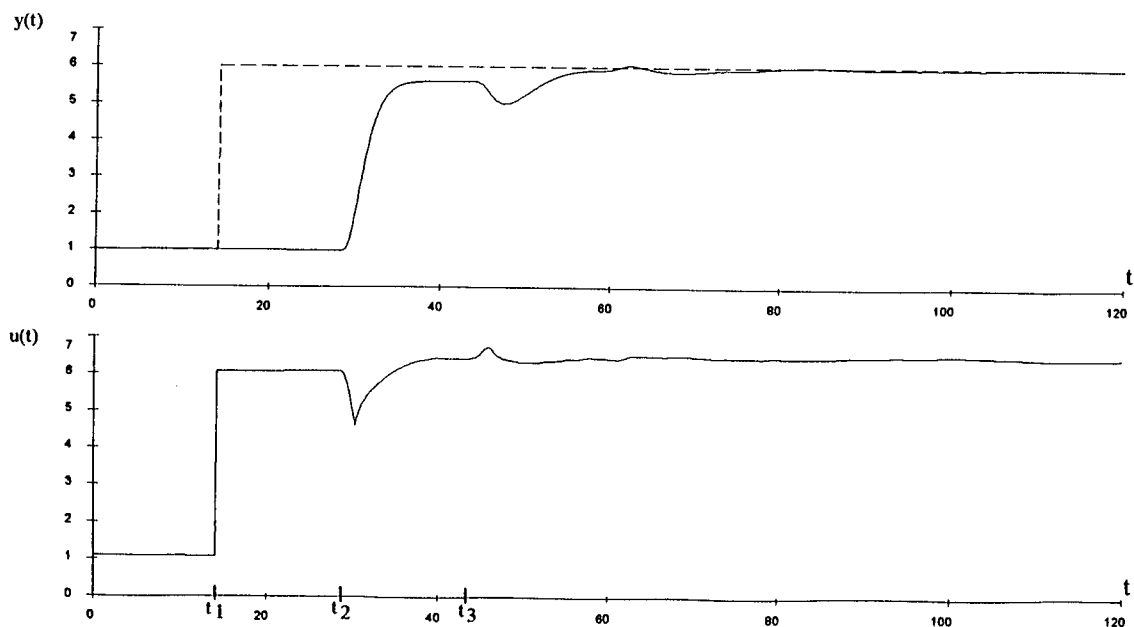


Figura 4.15. - Processo controlado pelo algoritmo 4.15.

4.4.3.1.2. - Implementação do Método de Smith para Identificação em Malha Fechada

Considerando a propriedade apresentada na seção anterior, desenvolveu-se um procedimento de ajuste do controlador PIP baseado no método de identificação de Smith, apresentado na seção 4.4.2.. Assim, na ocorrência de uma mudança de referência (no instante $t = 0$), os seguintes passos são executados automaticamente pelo controlador:

- o sinal de controle é monitorado, a fim de se detetar o instante $t = \min(L, L_p)$ em que o processo ou o modelo começa a responder à mudança de referência. O intervalo de tempo $\Delta t = \min(L, L_p)$ é a duração do degrau aplicado na entrada do processo
- a partir do instante L_p em que o processo começa a responder à variação na referência, e durante um intervalo de tempo Δt , os valores medidos do sinal de saída ($y(t)$) e do tempo (t) são, a cada amostragem, armazenados num *buffer*.
- ao final do intervalo ($t = L_p + \Delta t$), dos valores armazenados no *buffer* são levantados os instantes t_1 e t_2 de passagem pelos pontos $P_1 = y_o + 0.283\Delta y(\infty)$ e $P_2 = y_o + 0.632\Delta y(\infty)$, respectivamente. Os parâmetros K_p , L e T são então calculados pelas equações (4.29-4.31).

Os resultados apresentados na figura 4.16. permitem avaliar o desempenho da metodologia de ajuste desenvolvida. Utilizou-se o processo cuja função de transferência é dada por

$$G(s) = \frac{K_p e^{-L_p s}}{(1 + T_p s)(1 + 2T_p s)} \quad (4.39)$$

com faixa de ruído igual a 0.1 e conversores simulados de 12 bits. O período de amostragem é de 0.1s.

Perturbações paramétricas são introduzidas no processo nos instantes indicados na figura. A evolução dos parâmetros K_p , L_p e T_p é apresentada na tabela 4.2.. A cada mudança de referência, os parâmetros do controlador são ajustados automaticamente. Os valores de K , T_i e L são também apresentados na tabela 4.2..

Observa-se que, para as perturbações paramétricas introduzidas, o ajuste foi obtido com uma única mudança de referência.

| | Parâmetros do Processo | | | Parâmetros do Controlador | | |
|--|------------------------|-------|-------|---------------------------|-------|-------|
| | K_p | T_p | L_p | K | T_i | L |
| <i>início da simulação</i> | 1 | 1 | 20 | 1 | 2.53 | 20.72 |
| <i>após 1ª pert. param.</i> | 0.9 | 1.7 | 22 | 1 | 2.53 | 20.72 |
| <i>após degrau em t_1</i> | 0.9 | 1.7 | 22 | 1.11 | 3.97 | 23.39 |
| <i>após degrau em t_2</i> | 0.9 | 1.7 | 22 | 1.12 | 4.14 | 23.36 |
| <i>após 2ª pert. param.</i> | 1 | 1 | 20 | 1.12 | 4.14 | 23.36 |
| <i>após degrau em t_3</i> | 1 | 1 | 20 | 1 | 2.46 | 20.79 |
| <i>após degrau em t_4</i> | 1 | 1 | 20 | 1 | 2.51 | 20.76 |

tabela 4.2. - Evolução dos parâmetros

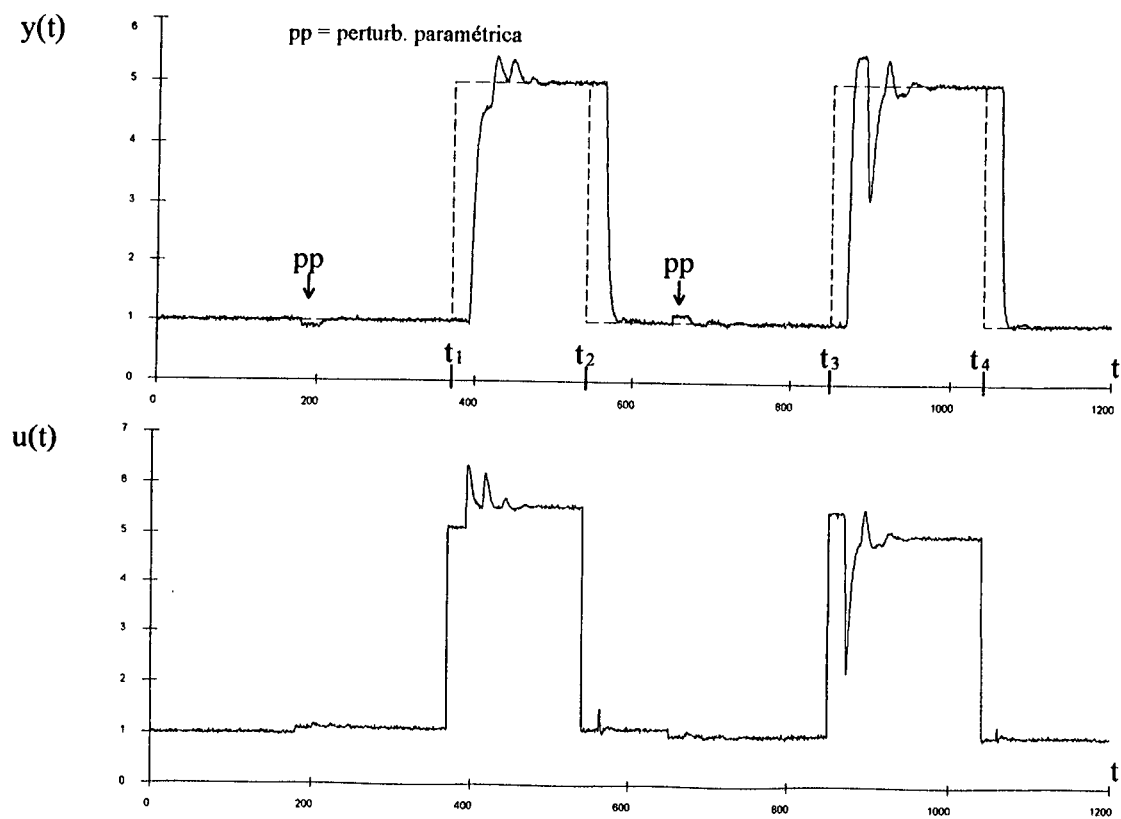


Figura 4.16. - Adaptação do Controlador PIP.

4.4.3.1.3. - Implementação de Outras Rotinas

Os resultados apresentados na figura 4.16., obtidos também para os outros processos testados, validam a metodologia de ajuste adotada. Na grande maioria dos testes realizados, obtiveram-se ajustes satisfatórios em apenas um ciclo de ajuste.

Alguns aspectos com relação ao procedimento de ajuste implementado, entretanto, devem ser considerados:

- A duração do degrau aplicado na entrada do processo deve ser suficientemente longa para permitir a identificação do processo. Assim, para o sistema controlado, deve-se satisfazer a condição

$$\frac{\min(L, L_p)}{T_p} > 5 \quad (4.40)$$

- O desajuste do parâmetro L do controlador provoca um transitório indesejável na resposta à mudança de referência, podendo-se obter sobrepassos ou subpassos da ordem de 100% da amplitude do degrau.

Com base nesses aspectos considerados, duas novas rotinas foram desenvolvidas para o ajuste dos parâmetros do PIP na ocorrência de mudança de referência:

I - Estimação do valor final $y(\infty)$ da resposta ao degrau

II - Pré-ajuste *on-line* do atraso do modelo

I - Estimação do Valor Final $y(\infty)$ da Resposta ao Degrau

Seja y_{ult} o último valor armazenado no *buffer*, durante a resposta ao degrau. Sendo $\min(L, L_p) > 5 \cdot T_p$, o sinal de saída alcança o "valor de regime permanente" $y(\infty)$, em resposta à variação em degrau do sinal de controle ($y_{ult} = y(\infty)$). Neste caso, os parâmetros do modelo (controlador) podem ser calculados pelas equações (4.29-4.31), do método de Smith.

Se a condição (4.40) não é satisfeita, entretanto, passado o tempo relativo à duração do degrau no sinal de controle, a saída do processo pode apresentar os seguintes aspectos mostrados na figura 4.17

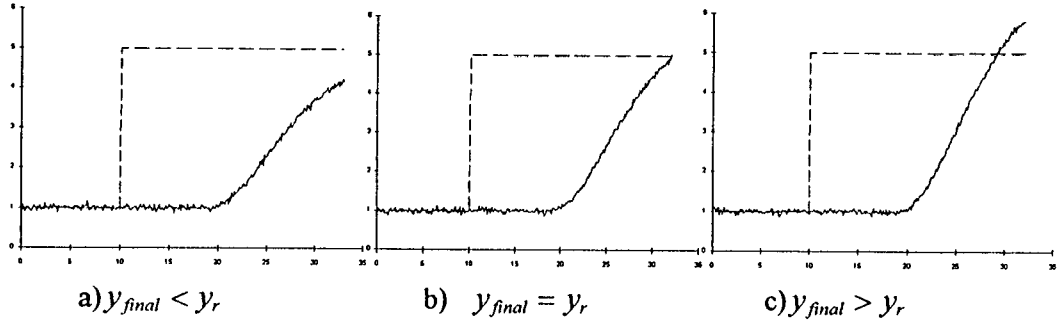


Figura 4.17 - Possíveis aspectos da curva de resposta devida ao degrau com $\min(L, L_p) < 5 \cdot T_p$.

A aplicação direta do método de identificação nesses casos, tomando-se y_{ult} como $y(\infty)$, conduz a erros na estimativa dos parâmetros, principalmente para a constante de tempo T e o ganho do processo K_p . Entretanto, após o sinal entrar em regime permanente ($y = y_r$), o ganho do processo pode ser calculado. O valor $y_{est} = y(\infty)$, que o sinal medido alcançaria se a condição (4.40) fosse satisfeita, pode então ser estimado. Os pontos $P_1 = y_0 + 0.283(y_{est} - y_0)$ e $P_2 = y_0 + 0.632(y_{est} - y_0)$ do método de Smith são então calculados e os instantes t_1 e t_2 são levantados dos valores armazenados no *buffer*. Os parâmetros do PIP são então ajustados pelas equações (4.29-4.31)

Deste modo, utilizando-se o método de Smith, a condição (4.40) não se faz necessária. É suficiente apenas que a resposta ao degrau aplicado atinja o ponto P_2 , ou seja, 63.2% do valor $y(\infty)$. Isto significa que a condição (4.40) pode ser relaxada para

$$\frac{\min(L, L_p)}{T_p} > 1 \quad (4.41)$$

Utilizando-se o método de Nishikawa para identificação em malha fechada, a condição (4.41) não é suficiente. A determinação da área A_0 do método de Nishikawa faz-se pela integração do sinal do erro entre o valor final $y(\infty)$ e o valor de $y(t)$ durante o intervalo $[0, +\infty]$. Assim toda a curva transitória da resposta deve ser computada no cálculo de A_0 , o que representa uma duração de aproximadamente 5 vezes a constante de tempo do processo.

O ajuste dos parâmetros do PIP é feito, então, em duas etapas:

a) Atualização Provisória

É realizada ao final do intervalo de tempo correspondente à duração do degrau na entrada do processo ($t = L_p + \min(L, L_p)$). O último valor armazenado na lista, y_{ult} , é tido

como o valor final $\Delta y(\infty)$ da resposta ao degrau. Então os pontos t_1' e t_2' são calculados como os instantes de passagem por $y_0 + 0.283\Delta y_{ult}$ e $y_0 + 0.632\Delta y_{ult}$, respectivamente.

Se $y_{ult} \leq y_r$, como nos casos *a* e *b* da figura 4.17., apenas o parâmetro L do modelo é ajustado, pois sua estimativa é razoavelmente boa, apesar da aproximação feita, e por ser este o parâmetro mais crítico do controlador.

Se $y_{ult} > y_r$, como no caso *c* da figura 4.17., é evidente que o ganho K_p do modelo está sub-estimado. Então, além do atraso L , o ganho K do PIP é ajustado pela relação

$$K_n = K_v \frac{\Delta y_r}{y_{ult} - y_o} \quad (4.42)$$

onde

K_v = valor antigo do parâmetro K

K_n = valor novo do parâmetro K

b) Atualização Definitiva

É realizada após o sistema entrar em regime permanente ($y = y_r$). O valor do ganho estático K_p do processo é calculado pela relação

$$K_p^n = \frac{\Delta y}{\Delta u} = \frac{\Delta y_r}{u_f - u_o} \quad (4.43)$$

onde

u_o = valor médio do sinal de controle antes da mudança de referência

u_f = valor médio do sinal de controle depois da estabilização

Então o valor final que o sinal de saída atingiria se a duração do degrau fosse suficientemente grande é estimado por

$$y_{est} = y_o + \Delta u_o \cdot K_p^n = y_o + \frac{\Delta y_r}{K_p^o} \quad (4.44)$$

onde

Δu_o = valor do degrau em malha aberta aplicado na entrada do processo

K_p^o = valor do parâmetro K_p do modelo antes da mudança de referência

Os valores corretos de t_1 e t_2 são então calculados em função do valor final estimado e os parâmetros L e T do modelo são ajustados definitivamente.

A figura 4.18 apresenta um ciclo de ajuste na mudança de referência. As variáveis supra citadas são apresentadas na figura. Quando o valor y_{ult} é alcançado, é feita a atualização provisória, com ajuste de L e K . Quando o sinal de saída se estabiliza no valor da referência, os parâmetros do PIP são calculados definitivamente.

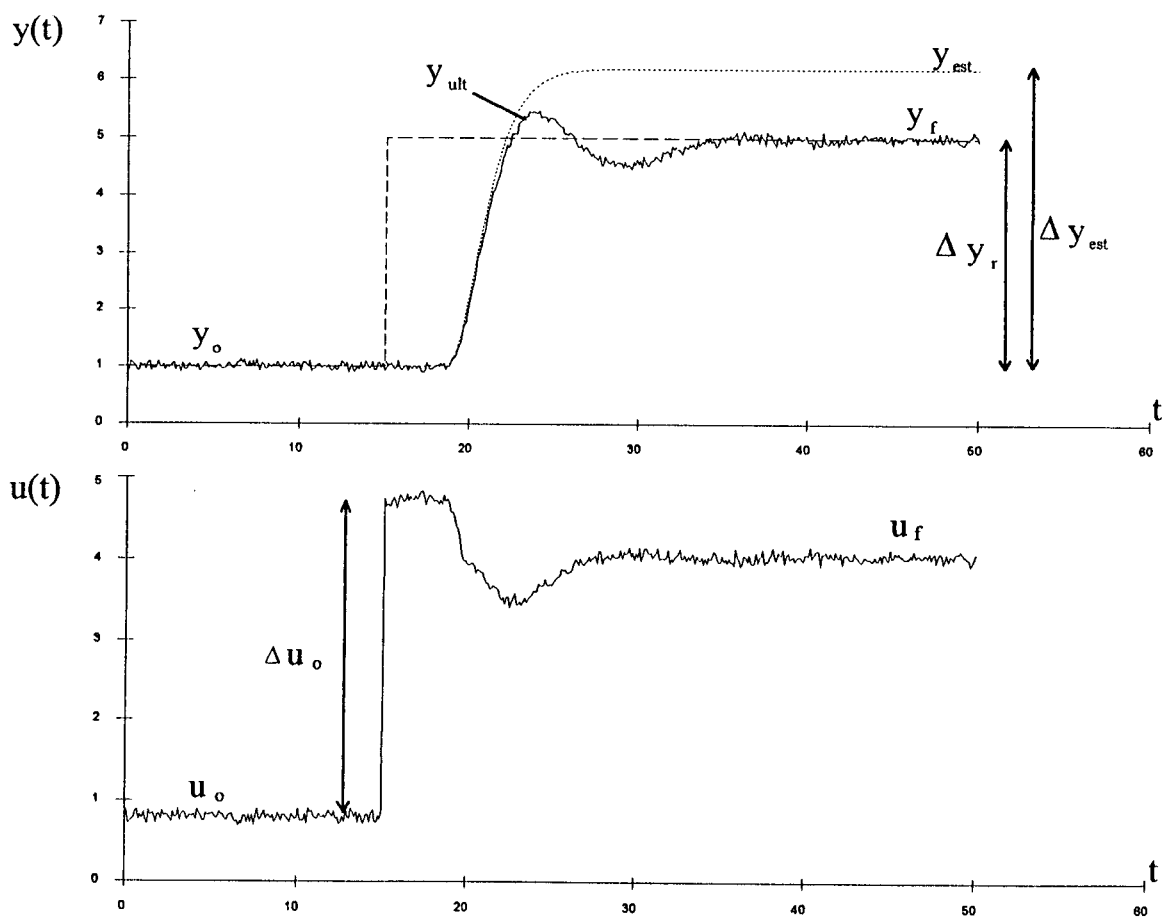


Figura 4.18. - Ajuste na mudança de referência

II - Pré-Ajuste *on-line* do Atraso L do Modelo

Seja L_p o atraso de transporte do processo e L o atraso efetivo do modelo interno ao controlador. Assim, estando o modelo (controlador) ajustado, o valor do atraso L deve ser sempre igual (processos de 1ª ordem) ou ligeiramente superior (processos de ordem maior que

1) ao atraso L_p . Durante a operação do processo, entretanto, o atraso de transporte pode variar, desajustando o atraso do modelo. Esta variação pode ocorrer, por exemplo, em decorrência de uma variação no fluxo associado ao atraso de transporte do processo. Duas situações podem ocorrer:

a) O atraso de transporte do processo L_p aumenta e se torna maior que o atraso L do modelo.

Neste caso, havendo uma mudança de referência $\Delta y_r > 0$, no instante $t=0$, o sinal de controle varia instantaneamente do valor $\Delta u = \Delta y_r / K_p$, como foi analisado na seção 4.4.3.1.1.. Sendo o atraso L do modelo menor que L_p (desconhecido), o modelo começa a responder à variação do sinal de controle antes que o processo. Assim, o sinal de controle tende a crescer até o início da resposta do processo, no instante L_p . Este transitório no sinal de controle provoca um pico indesejável na saída do processo, como pode ser visto na figura 4.19.

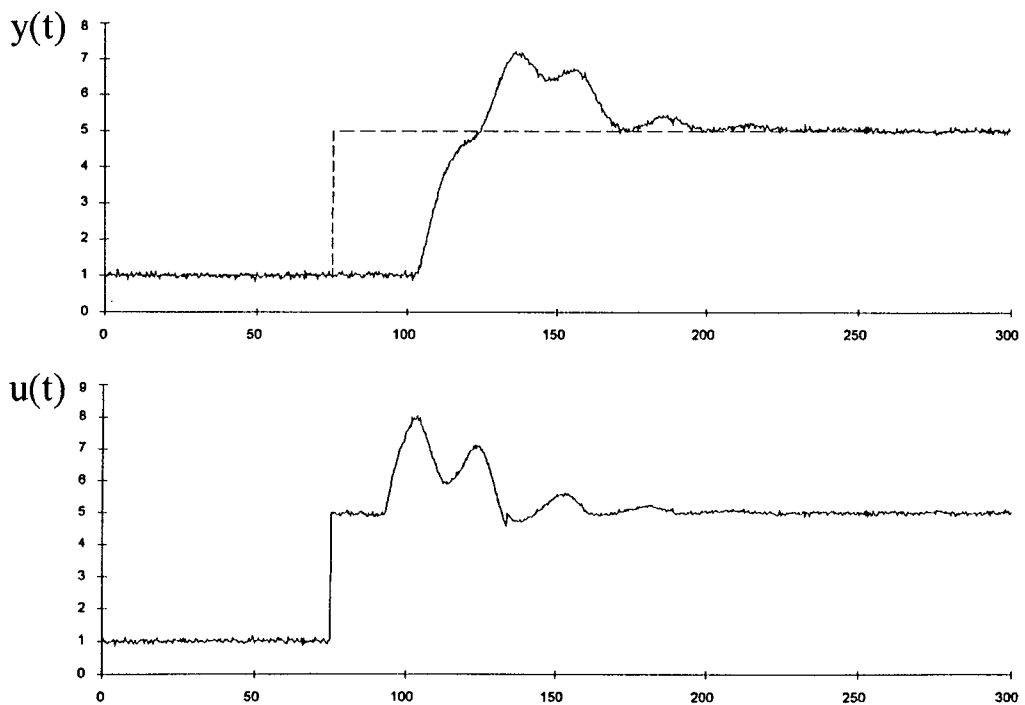


Figura 4.19. - Resposta ao degrau: $L < L_p$

Pela monitoração do sinal de saída y e do sinal de controle a ser aplicado ao processo, o sistema detecta esta situação de desajuste devido ao aumento de L_p . Assim, decorrido um intervalo de tempo igual ao atraso L do modelo, se o sinal de controle calculado tende a aumentar, é evidente que o atraso L está subestimado. Então, a cada amostragem do sinal de saída, o sinal de controle calculado é substituído pelo valor médio dos valores anteriores e o parâmetro L do controlador é acrescido de um período de amostragem ($L = L + T_{am}$), até que o processo comece a responder à variação Δu . A partir deste instante, o

parâmetro L permanece com o valor constante até o ajuste dos parâmetros pela análise da curva de resposta ao degrau.

A figura 4.20. mostra a resposta a mudança de referência com o ajuste imediato do atraso do modelo. O processo e o desajuste inicial são os mesmos utilizados no teste mostrado na figura 4.19.

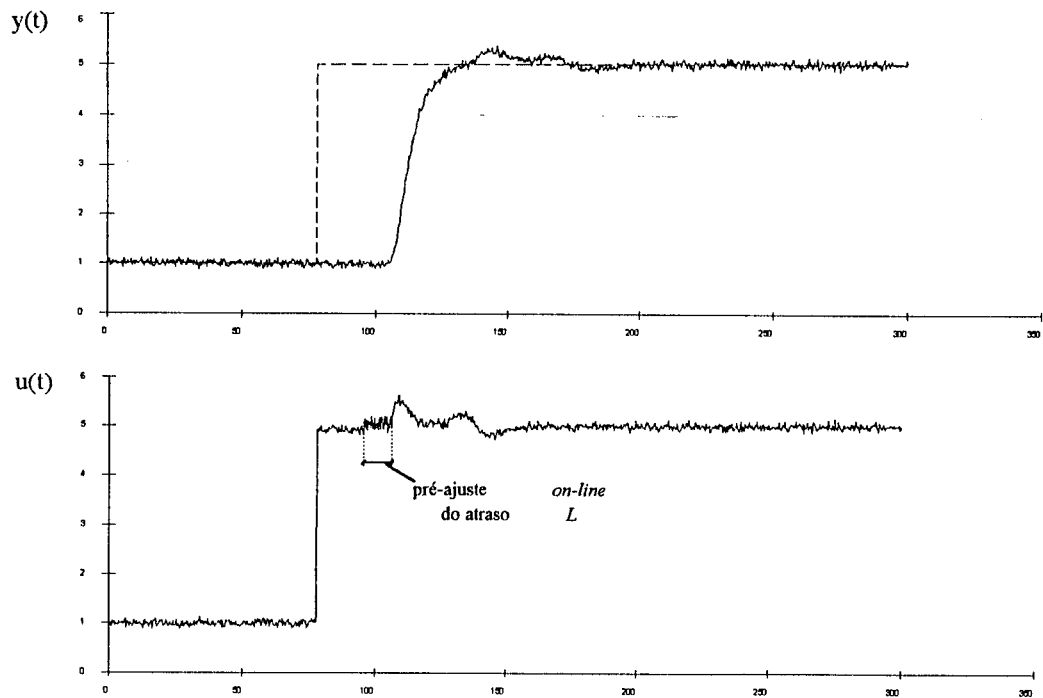


Figura 4.20. - Resposta ao degrau: ajuste imediato do atraso L do modelo

b) O atraso de transporte L_p do processo diminui e se torna muito menor que o atraso L do modelo

Neste caso acontece uma situação oposta à anterior. Assim, quando o processo começa a responder ao degrau, no instante L_p , o sinal de controle tende a diminuir até que o modelo comece a responder, no instante L . Esta variação no sinal de controle provoca um vale indesejável na saída do processo, como pode ser visto na figura 4.21..

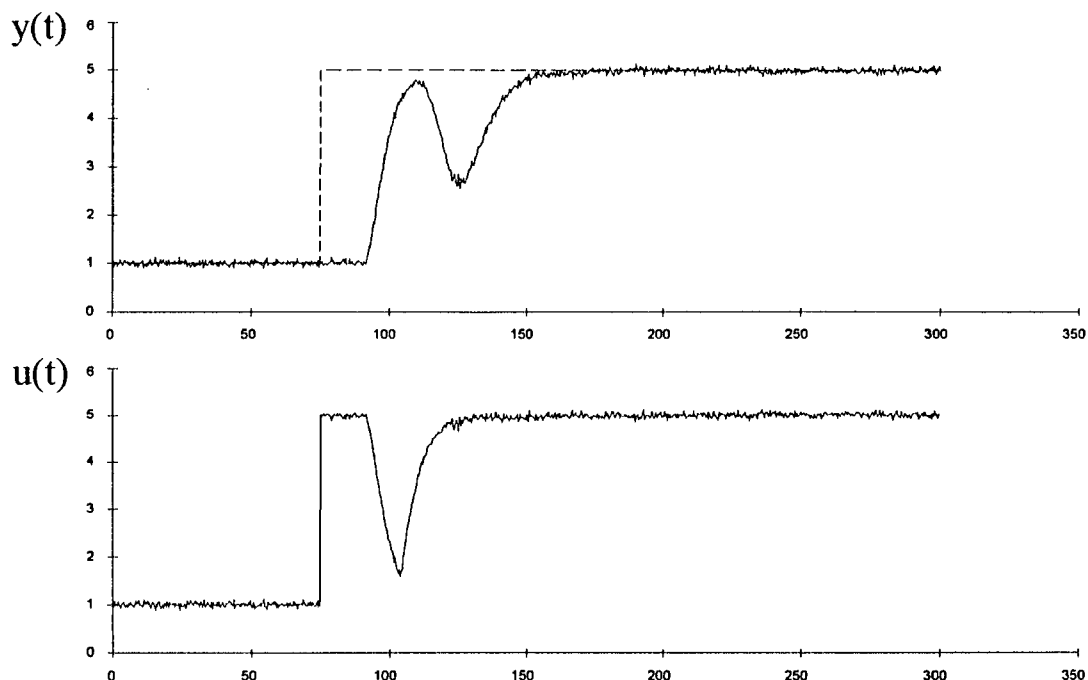


Figura 4.21. - Resposta ao degrau: $L > L_p$

Assim, no instante em que o processo começa a responder ao processo aplicado, o sistema compara o valor medido do atraso de transporte L_p com o valor vigente do parâmetro L do modelo. Se L_p é muito menor que L (se $L_p < L - \alpha T$), o atraso do modelo é ajustado pelo atraso de transporte L_p medido. O termo αT é utilizado, uma vez que, para processos de ordem maior que 1, L deve ser sempre maior que L_p . Desta forma, se $L - \alpha T < L_p < L$, nenhum ajuste é realizado no atraso do modelo. Empiricamente, escolheu-se $\alpha=1$.

A resposta a mudança de referência com ajuste de L pelo atraso de transporte é mostrada na figura 4.22.. O processo e o desajuste inicial são os mesmos do teste mostrado na figura 4.21.

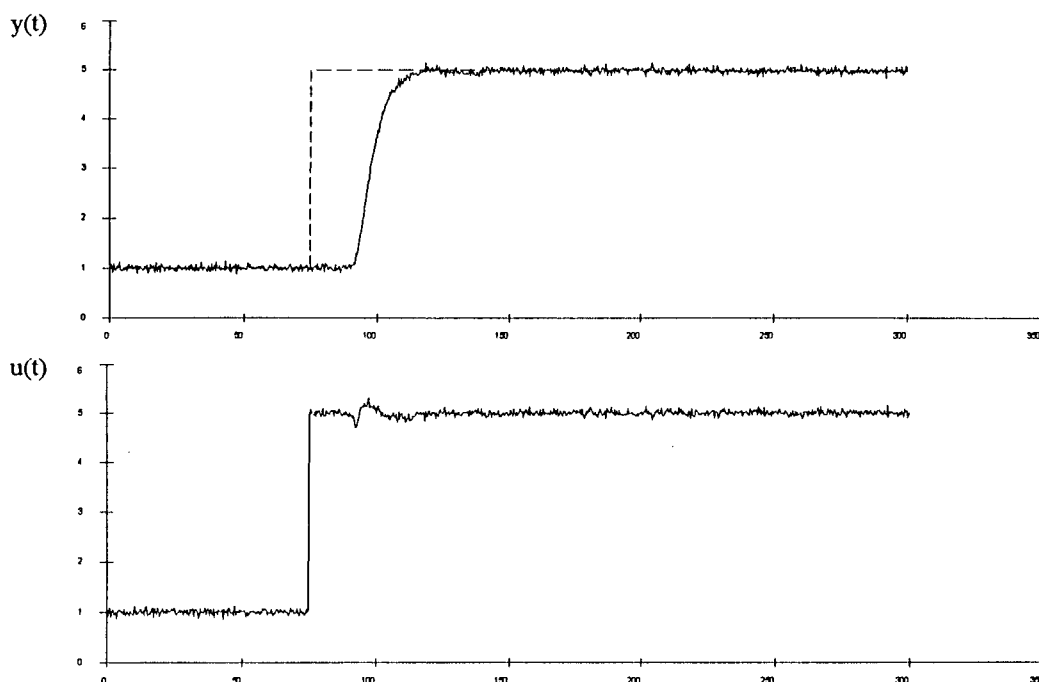


Figura 4.22. - Resposta ao degrau: ajuste imediato do atraso L do modelo

Cabe ressaltar que o objetivo desta rotina apresentada é somente evitar o transitório provocado pelo desajuste do L , como pode ser observado nas figuras . Após a estabilização do sinal de saída, todos os parâmetros do PIP, inclusive o atraso L , são ajustados pelo método de Smith, conforme foi mostrado nas seções anteriores.

4.4.3.2. - Ajuste no Caso de Perturbação de Carga

Ao contrário da resposta a mudança de referência, a resposta a perturbações de carga não contém muitas informações que orientem o ajuste dos parâmetros do PIP. Através de simulação de um conjunto significativo de processos, visando ao desenvolvimento de uma metodologia de ajuste em perturbações, foi possível tirar as seguintes conclusões:

- Diferentemente do PID-AA, as curvas de resposta do processo controlado a perturbações de carga não podem ser classificadas em grupos, de acordo com a forma de onda e com as respectivas regras de ajuste associadas a cada grupo. O desajuste do atraso L do modelo, por exemplo, pode causar respostas a perturbações das mais diversas formas de onda. Assim, pouca orientação é tirada em relação à direção e à quantização do ajuste a ser realizado nos parâmetros do PIP.

Por outro lado, desajustes em diferentes parâmetros podem causar semelhantes formas de onda na resposta a perturbações, como pode ser visto na figura 4.23. As curvas mostradas foram obtidas das respostas de um mesmo processo a perturbações de carga, tendo, para cada uma delas, um único parâmetro do controlador desajustado. Apesar da semelhança entre os formatos de onda, cada caso requer um ajuste diferente.

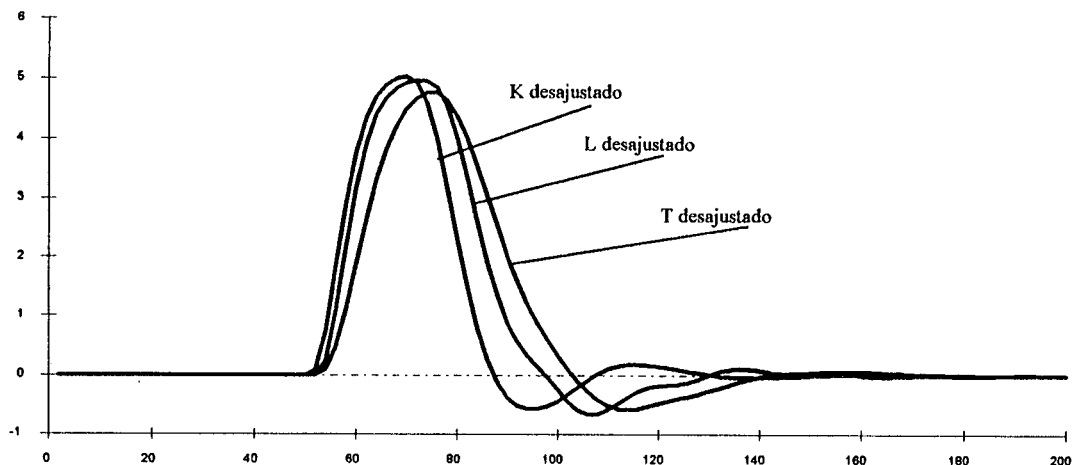


Figura 4.23. - Respostas a perturbações de carga com desajuste de parâmetros.

- O parâmetro L do modelo é o mais sensível dos três, podendo o seu desajuste levar o sistema à instabilidade. Deste modo, o seu ajuste deve ser realizado de maneira razoavelmente correta.
- O uso de um estimador de modelo através do método de mínimos quadrados não apresentou resultados satisfatórios na determinação dos parâmetros do modelo.

Com base nessas considerações, o procedimento a ser seguido em caso de perturbações consiste no monitoramento da variável de saída, com o objetivo de se detetar oscilações instáveis do sinal, o que evidencia desajuste do controlador. Neste caso, o ganho da malha é reduzido até que a estabilidade seja alcançada. O valor do ganho anterior à perturbação é então reestabelecido e um sinal de teste é introduzido no sistema, de modo a que se proceda a identificação do processo.

Duas opções foram testadas para o procedimento de ajuste dos parâmetros do PIP:

- a) Os parâmetros são ajustados independentemente, seguindo uma ordem decrescente de importância. Assim o ajuste é realizado de acordo com os seguintes passos, com o sistema em regime permanente:

- Aplica-se um pulso estreito sobreposto ao sinal de controle. O atraso L é então ajustado pelo intervalo de tempo entre a aplicação do sinal e a conseqüente resposta do processo.
- Com o atraso L ajustado, provoca-se uma pequena variação na referência do sistema. O ganho estático K_p do processo é então calculado pela relação entre a variação do valor médio do sinal de saída e a variação do valor médio do sinal de controle.
- Com o atraso L e o ganho estático K_p ajustados, injeta-se uma perturbação de forma e dimensões padronizadas (um pulso, por exemplo) no sinal de controle. Pela observação da forma de onda do sinal de saída, ajuste-se o parâmetro T do controlador.

b) Provoca-se uma mudança de referência no sistema, de modo que o processo seja identificado pelo método de Smith, como foi analisado na seção anterior.

Por razões referentes a desempenho, robustez e quantidade de perturbação injetada no processo, optou-se pela segunda opção.

A amplitude mínima do degrau na referência para identificação do processo é calculada em função da faixa de ruído. Os pontos da curva de resposta ao degrau são armazenados na lista a partir do instante em que o sistema detecta a resposta do processo, ou seja, quando o sinal de saída ultrapassa a faixa de ruído. Desta forma, para que o ponto equivalente a $0.283\Delta y_r$ possa ser identificado, deve-se ter

$$0.283\Delta y_r > 1FR \quad (4.45)$$

onde FR =faixa de ruído. Então

$$\Delta y_r > \frac{1}{0.283} FR = 3.54FR \quad (4.46)$$

Assim, quando o sistema detecta o desajuste do controlador, seja pela presença de oscilação no sinal de saída ou pela detecção de respostas lentas, ou quando o operador requisita o ajuste, os seguintes passos são seguidos automaticamente:

- Provoca-se uma variação no sinal de referência de valor $\Delta y_r = +2FR$. Apesar da baixa amplitude do degrau, o atraso L e o ganho K são ajustados (pré-ajustados) nesta etapa, com o objetivo de se obter uma melhor resposta no passo seguinte.
- Com o sinal estabilizado, provoca-se uma outra variação na referência de valor $\Delta y_r = -4FR$. Nesta etapa são ajustados todos os parâmetros.

- Aplica-se uma variação de $\Delta y_r = +2FR$ de modo a restaurar o valor inicial da referência. Nenhum ajuste é feito nesta etapa.

4.4.3.3. - Resultados Experimentais

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação, com o intuito de avaliar o desempenho do sistema de auto-ajuste desenvolvido para o PIP. Os processos utilizados apresentam característica de atraso de transporte dominante e variante no tempo. Para os dois exemplos apresentados, utilizou-se o simulador SADECA. Utilizaram-se, nas simulações, conversores simulados de 12 bits e período de amostragem de 0.1s.

Exemplo 1

Este exemplo objetiva mostrar o desempenho da metodologia de ajuste dos parâmetros do PIP na mudança de referência. O processo utilizado é dado pela função de transferência

$$\frac{K_p e^{-L_p s}}{(1 + T_p s)^2 (1 + 3s)} \quad (4.47)$$

sendo K_p , L_p e T_p parâmetros variantes no tempo. A faixa de ruído do sinal medido é de 0.3. O resultado da simulação é apresentado na figura 4.24.. Inicialmente o controlador encontra-se ajustado. O sistema é submetido, então, a uma série de mudanças de referência, com variações de $\Delta y_r = +4$ e $\Delta y_r = -4$, alternadamente. Após cada degrau negativo no sinal de referência, os parâmetros K_p , L_p e T_p do processo são alterados, de acordo com os valores apresentados na tabela 4.3. Os parâmetros K , T_i e L do controlador, calculados após cada mudança de referência, são também apresentados na tabela 4.3.. Observa-se, na figura 4.24., que em todos os casos, o ajuste foi obtido em um único ciclo. A relação L/τ do processo variou, no decorrer da simulação, entre um valor mínimo de 0.91 e um valor máximo de 8.6.

| | Parâmetros do Processo | | | Parâmetros do Controlador | | |
|----------------------------|------------------------|-------|-------|---------------------------|-------|-------|
| | K_p | T_p | L_p | K | T_i | L |
| <i>início da simulação</i> | 1 | 1 | 4 | 1 | 3.61 | 5.63 |
| <i>após primeiro ciclo</i> | 1 | 1 | 4 | 1 | 3.58 | 5.61 |
| <i>após segundo ciclo</i> | 1 | 1 | 4 | 0.99 | 3.76 | 5.68 |
| <i>após 1ª pert. param</i> | 1.3 | 1.3 | 11.2 | 0.99 | 3.76 | 5.68 |
| <i>após terceiro ciclo</i> | 1.3 | 1.3 | 11.2 | 0.76 | 3.47 | 12.67 |
| <i>após quarto ciclo</i> | 1.3 | 1.3 | 11.2 | 0.77 | 3.40 | 12.69 |
| <i>após 2ª pert. param</i> | 0.9 | 0.9 | 18.8 | 0.77 | 3.40 | 12.69 |
| <i>após quinto ciclo</i> | 0.9 | 0.9 | 18.8 | 1.11 | 7.28 | 22.48 |
| <i>após sexto ciclo</i> | 0.9 | 0.9 | 18.8 | 1.08 | 7.48 | 22.49 |
| <i>após 3ª pert. param</i> | 1.2 | 1.2 | 1.6 | 1.08 | 7.48 | 22.49 |
| <i>após sétimo ciclo</i> | 1.2 | 1.2 | 1.6 | 0.73 | 5.86 | 4.98 |
| <i>após oitavo ciclo</i> | 1.2 | 1.2 | 1.6 | 0.82 | 5.26 | 4.83 |
| <i>após 4ª pert. param</i> | 1.6 | 0.5 | 25.6 | 0.82 | 5.26 | 4.83 |
| <i>após nono ciclo</i> | 1.6 | 0.5 | 25.6 | 0.62 | 2.98 | 26.73 |
| <i>após décimo ciclo</i> | 1.6 | 0.5 | 25.6 | 0.63 | 3.10 | 26.67 |

Tabela 4.3. - Evolução dos parâmetros no exemplo 1.

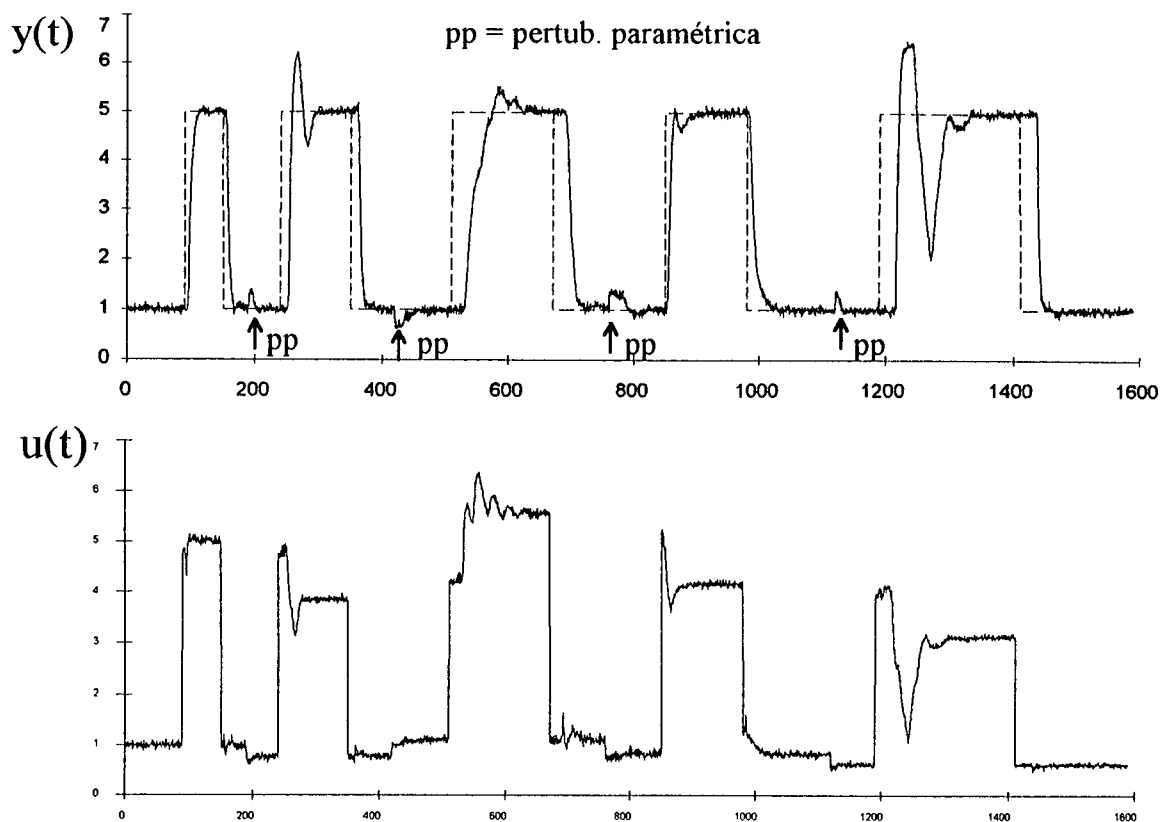


Figura 4.24. - Auto-ajuste na mudança de referência

Exemplo 2

Este exemplo mostra o desempenho do PIP frente a perturbações de carga na entrada do processo. Os resultados são apresentados na figura 4.25.. Utilizou-se, neste exemplo, o processo dado pela função de transferência

$$G(s) = \frac{K_p(1 - 0.5s)e^{-L_p s}}{(1 + T_p s)(1 + 2s)} \quad (4.48)$$

com K_p , L_p e T_p variantes, e faixa de ruído de 0.3 no sinal de saída. Após o pré-ajuste do controlador, realizado em malha aberta, o sistema é submetido a uma série de perturbações de carga em degrau injetada na entrada do processo, com amplitudes de $\Delta q = +5$ e $\Delta q = -5$, alternadamente. Após cada perturbação de amplitude positiva, os parâmetros do processo são alterados, de acordo com a tabela 4.4.. Nas perturbações de amplitude negativa, o sistema detecta o desajuste do controlador e reduz o ganho da malha, em caso de oscilações, de modo a se obter a estabilidade. Os sinais de ajuste, descritos na seção anterior, são então aplicados

ao processo, para fins de identificação e ajuste do controlador. Os valores obtidos para os parâmetros do controlador são apresentados na tabela 4.4.. O desempenho dos ajustes efetuados pode ser observado nas respostas às perturbações de carga com amplitude positiva.

| | Parâmetros do Processo | | | Parâmetros do Controlador | | |
|-----------------------------|------------------------|-------------|------------|---------------------------|-------------|-------------|
| | K_p | T_p | L_p | K | T_i | L |
| <i>início da simulação</i> | 1 | 1 | 4 | 0.99 | 2.35 | 5.2 |
| <i>após 1ª pert. param</i> | 0.9 | 0.86 | 6.8 | 0.99 | 2.35 | 5.2 |
| <i>após primeiro ajuste</i> | 0.9 | 0.86 | 6.8 | 1.15 | 2.19 | 7.86 |
| <i>após 2ª pert. param</i> | 0.85 | 2.4 | 1.6 | 1.15 | 2.19 | 7.86 |
| <i>após segundo ajuste</i> | 0.85 | 2.4 | 1.6 | 1.25 | 2.89 | 3.69 |
| <i>após 3ª pert. param</i> | 1 | 0.8 | 6.8 | 1.25 | 2.89 | 3.69 |
| <i>após terceiro ajuste</i> | 1 | 0.8 | 6.8 | 1.00 | 2.64 | 7.62 |

tabela 4.4. - Evolução dos parâmetros no exemplo 2.

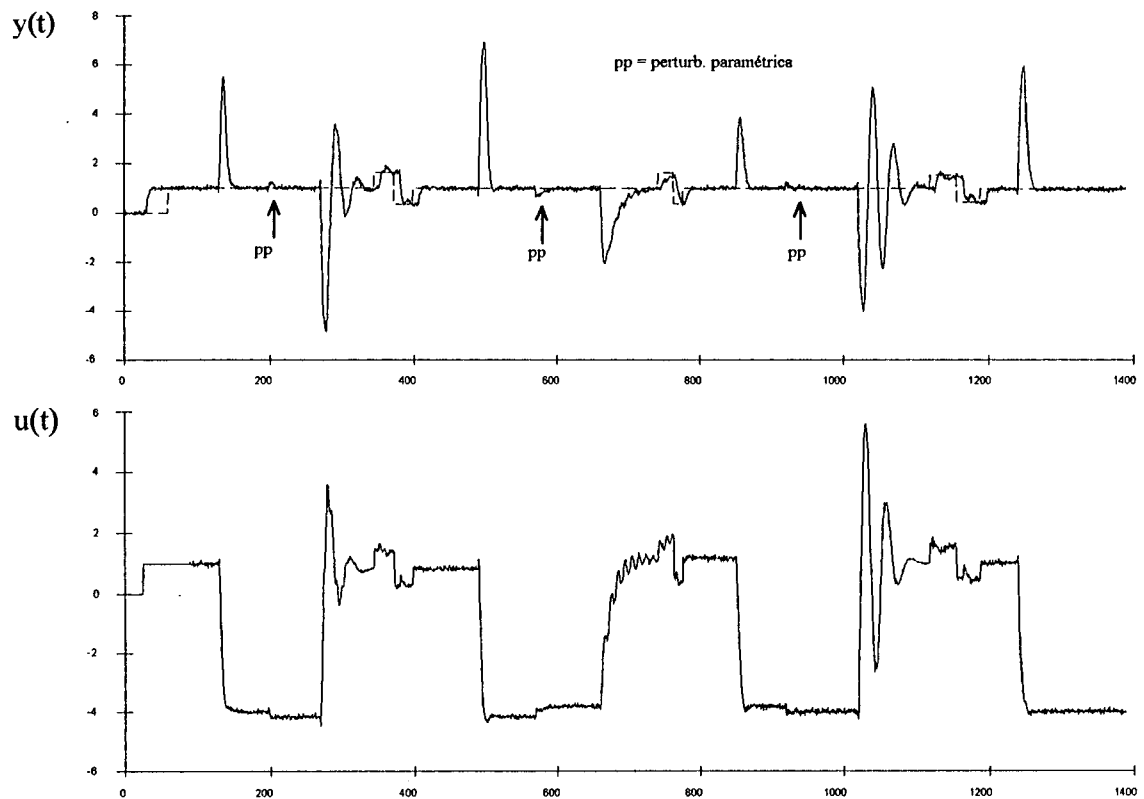


Figura 4.25 - Auto-ajuste em perturbação de carga.

4.5 - Conclusão

Neste capítulo foi tratado o problema do controle de processos com longos atrasos de transporte, para os quais o controlador PID não apresenta desempenho satisfatório.

Foi analisada, assim, a estratégia PIP, proposta por Hägglund [HAG 91,92]. Esta estratégia se constitui numa restrição do preditor de Smith, com a vantagem de possuir apenas três parâmetros ajustáveis.

A estrutura do PIP utilizada apresenta, como foi mostrado, uma característica interessante que possibilita que, a cada mudança de referência, o processo seja identificado. Assim, os parâmetros do controlador podem ser constantemente atualizados, adaptando-se às

variações do processo. Uma estratégia adicional foi adotada para o ajuste do controlador, em caso de regulação.

Os resultados apresentados, tanto do controlador como do mecanismo de auto-ajuste, credenciam o PIP como uma excelente alternativa a ser integrada ao PID-AA/UFSC, de modo a adequa-lo ao controle de processos com longos atrasos de transporte.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES GERAIS

Devido às características apresentadas por processos industriais, tais como não linearidade, interação entre as malhas de controle, parâmetros variantes no tempo, entre outras, o interesse por técnicas de controle adaptativo vem crescendo, tanto no meio acadêmico como no meio industrial. No Laboratório de Controle e Microinformática (LCMI) vem sendo desenvolvido um controlador digital auto-ajustável (PID-AA), utilizando um sistema especialista de regras de produção. Atualmente, na sua segunda versão, um protótipo do PID-AA está sendo testado em ambiente industrial.

Este trabalho teve por objetivo o desenvolvimento de novas técnicas a serem integradas ao PID-AA, visando aprimorar o seu desempenho no controle de processos.

Um dos problemas tratados está relacionado com o método de pré-ajuste do controlador PID. O método existente no PID-AA faz uso de um ensaio em malha aberta para a obtenção dos parâmetros do modelo, o que o torna sensível a ruído e perturbação. Desenvolveu-se, então, um método de ajuste automático baseado num ensaio em malha fechada. A identificação dos parâmetros do processo é realizada através de um ensaio com relé. Para a implementação do algoritmo de identificação, algumas ferramentas foram desenvolvidas, de modo a adequá-lo a ambiente industrial.

Com os parâmetros obtidos do teste com o relé, vários métodos de ajuste do PID podem ser utilizados. Alguns desses métodos foram analisados. Optou-se por um método baseado em heurística que consiste num refinamento das fórmulas de ajuste de Ziegler-Nichols. Dentre os critérios que basearam esta opção, podem-se citar:

- * a simplicidade do método
- * a compatibilidade com as especificações e estrutura do PID-AA
- * o desempenho apresentado

Os resultados de simulação evidenciaram um bom desempenho do método implementado. Para a maioria dos processos testados, obtiveram-se respostas dentro das

especificações. Foram discutidos, ainda, alguns aspectos referentes à integração do método desenvolvido ao PID-AA.

Por se basear num ensaio em malha fechada, o método de ajuste automático possibilita ainda a sua utilização para o reajuste do controlador. Assim, havendo uma mudança do ponto de operação num processo não-linear ou havendo uma mudança brusca do processo, o ajuste automático seria executado. Tal procedimento pode acelerar a adaptação do controlador, uma vez que parâmetros razoáveis são calculados, de uma única vez, para os casos servo e regulador.

O outro problema tratado neste trabalho está relacionado com o problema de controle de processos com longos atrasos de transporte, para os quais o PID não apresenta desempenho satisfatório. Analisou-se, assim, uma estratégia proposta por [HAG 91, 92]. Tal estratégia consiste num controlador PI com compensador de tempo morto, denominado de PIP (PI Preditivo). Uma metodologia para o auto-ajuste do PIP foi desenvolvida. Os resultados obtidos em simulação indicam um bom desempenho tanto do PIP como da metodologia de auto-ajuste desenvolvida.

Como perspectivas deste trabalho, propõem-se

- a integração definitiva numa única estrutura dos três algoritmos: PID-AA, relé e PIP, como mostrado na figura 5.1.. Assim, a identificação do processo é feita através de um teste com o relé, com a chave na posição *A*. Os parâmetros do PID são então calculados pelo método de ZNM_{freq} e o sistema é chaveado para o PID-AA, com a chave na posição *B*. Se, no entanto, características de atraso dominante são detetadas, a chave é posicionada na posição *C* e o algoritmo do PIP é ativado.

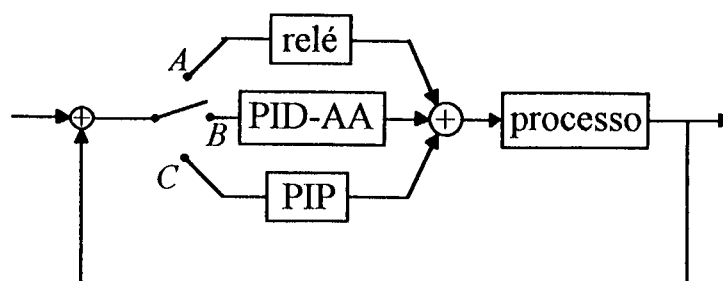


Figura 5.1. - Sistema Integrado PID-AA/PIP/relé

- teste dos algoritmos desenvolvidos sobre uma planta industrial.

Alguns pontos mais específicos podem ainda ser apontados como objeto de estudos futuros. Assim, para o método de ajuste automático desenvolvido, propõem-se

- implementação, no módulo supervisor, de rotinas que detetem a ocorrência de processos de primeira ou segunda ordem sem atraso de transporte. Para tais processos, a curva de Nyquist não cruza o eixo real negativo, o que inviabiliza a aplicação do método desenvolvido.
- a utilização de curvas de ajuste mais adequadas para o método de regressão utilizado no reconhecimento da resposta. Como, por hipótese, o processo responde apenas ao primeiro harmônico do sinal de entrada, a opção ideal parece ser a aproximação do sinal de saída por uma curva senoidal.
- a expansão do método de ZNM_{freq} para outras especificações de controle.

Da mesma forma, para o algoritmo de ajuste do PIP propõem-se

- a implementação de um módulo supervisor mais elaborado que garanta a estabilidade do sistema, mesmo em caso de grandes variações no ganho do processo.
- desenvolvimento de uma estratégia mais eficiente de ajuste dos parâmetros do PIP na ocorrência de perturbações de carga.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [ABR, 92] Abreu, A. H.: "IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLADOR PID AUTO-AJUSTÁVEL BASEADO EM RECONHECIMENTO DE FORMAS DE ONDA". Dissertação de Mestrado, UFSC, 1992.
- [ALM, 90] Almeida, O. M.: "MÉTODOS FREQUENCIAIS PARA AJUSTE DE CONTROLADORES PID". Dissertação de Mestrado, UNICAMP, 1990.
- [AMA, 86] Amaral, W.; Batista, J.C.; Favier G.: "PID CONTROLLER FOR ADAPTIVE APPLICATIONS" IFAC Symp. on Components, Instruments and Techniques for Low Cost Automation & Applications, Valencia, Spain, Nov 1986.
- [ÅST, 82] Åström, K. J.: "ZIEGLER-NICHOLS AUTO-TUNERS". Report TFRT-3167, Dept. of Automatic Control, Lund Institute of Technology, Lund, Sweden.
- [ÅST, 84a] Åström, K. J.; Hägglund, T.: "AUTOMATIC TUNING OF SIMPLE REGULATORS WITH SPECIFICATIONS ON PHASE AND AMPLITUDE MARGINS". Automatica, vol 20, n° 5, pp 645-651, 1984.
- [ÅST, 84b] Åström, K. J.; Wittemark, B.: "COMPUTER CONTROLLED SYSTEMS". Prentice-Hall, 1984.

- [ÅST, 86] Åström, K. J.; Anton, J. J.; Årzén, K. E.: "EXPERT CONTROL". Automatica, vol 22, nº 3, pp 277-286, 1986.
- [ÅST, 88a] Åström, K. J.; Hägglund, T.: "A NEW AUTO-TUNING DESIGN". IFAC Workshop on Adaptive Control of Chemical Processes, 17-19 August, Copenhagen, Denmark.
- [ÅST, 88b] Åström, K. J.; Hägglund, T.: "AUTOMATIC TUNING OF PID CONTROLLERS". Instrument Society of America, 1988.
- [ÅST, 89] Åström, K. J.; Wittemark, B.: "ADAPTIVE CONTROL". Addison Wesley, 1989.
- [ÅST, 91] Åström, K. J.: "ASSESSMENT OF ACHIEVABLE PERFORMANCE OF SIMPLE FEEDBACK LOOPS". International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, vol 5, pp 3-19, 1991
- [ÅST, 92] Åström, K. J.; Hang, C. C.; Persson, P.; Ho, W. K.: "TOWARDS INTELLIGENT PID CONTROL". Automatica, vol 28, nº 1, pp 1-9, 1992.
- [BOU, 81] Boucher, P.; Segers, M.: "NOUVELLE MÉTHODE DE DÉTERMINATION DES CORRECTEURS PID". Le Nouvel Automatisme, September 1981, pp 52-56.
- [BRI, 70] Bristol, E.; Inaloglu, G.; Steadman, J.: "ADAPTIVE PROCESS CONTROL BY PATTERN RECOGNITION". Instruments and Control Systems, 1970.

- [BRU, 86] Bruciapaglia, A. H.; Apolônio, R.: "UMA ESTRATÉGIA DE ELIMINAÇÃO DA SOBRECARGA DA AÇÃO INTEGRAL PARA CONTROLADORES PID DISCRETOS: APLICAÇÃO NO CONTROLE DE VELOCIDADE DE UM MOTOR". 2º Congresso Latinoamericano de Control Automático, Buenos Aires, 1986.
- [BRU, 92] Bruciapaglia, A. H.: "SOBRE O DESENVOLVIMENTO DO CONTROLADOR PID-AA/UFSC. NOVA PROPOSTA PARA PROCESSOS COM ATRASO DE TRANSPORTE DOMINANTE". Trabalho escrito apresentado para fins de Concurso Público de Provas e Títulos para o cargo de Professor Titular da Universidade Federal de Santa Catarina.
- [CAE, 92] Caetano, S. S.: "CONTROLADOR PID AUTO-AJUSTÁVEL: NOVOS DESENVOLVIMENTOS". Dissertação de Mestrado, UFSC, 1992.
- [GAR, 82] Garcia, C. E.; Morari, M.: "INTERNAL MODEL CONTROL - PART1. A UNIFYING REVIEW AND SOME NEW RESULTS". Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev, pp 308-323, 1982.
- [GAW, 90] Gawthrop, P. J.; Nomikos, P. E.; Smith, L. S. P. S.: "ADAPTIVE TEMPERATURE CONTROL OF INDUSTRIAL PROCESSES: A COMPARATIVE STUDY". IEE Proceedings, vol 137, Pt D. nº 3, May 1990.
- [GIL, 81] Gille, J. Ch.; Decaulne, P.; Pélegrin, M.: "SYSTEMES ASSERVIS NON LINEARES". vol 1, Dunad, 1981.

- [HÄG, 85] Hägglund, T.: "AUTOMATIC TUNING OF PID CONTROLLERS BASED ON DOMINANT POLE DESIGN". Proceedings of the IFAC Conference on Adaptive Control of Chemical Processes, Frankfurt, 1985.
- [HÄG, 91a] Hägglund, T.; Åström, K. J.: "INDUSTRIAL ADAPTIVE CONTROLLERS BASED ON FREQUENCY RESPONSE TECHNIQUES". Automatica, vol 27, nº 4, pp 599-609, 1991.
- [HÄG, 91b] Hägglund, T.: "A DEAD TIME COMPENSATING THREE-TERM CONTROLLER". 9th IFAC/IFORS Symp. on Identification and System Parameter Estimation, Budapest, Hungary, 1991.
- [HÄG, 92] Hägglund, T.: "A PREDICTIVE PI CONTROLLER FOR PROCESSES WITH LONG DEAD TIME". IEEE Control Systems, February 1992, pp 57-60.
- [HAN, 88] Hang, C. C.; Åström, K. J.: "PRACTICAL ASPECTS OF PID AUTO-TUNERS BASED ON RELAY FEEDBACK". IFAC Adaptive Control of Chemical Processes, Copenhagen, Denmark, 1988.
- [HAN, 91] Hang, C. C.; Åström, K. J.; Ho, W. K.: "REFINEMENTS OF THE ZIEGLER-NICHOLS TUNING FORMULA". IEE Proceedings-D, vol 138, nº 2, March 1991.
- [KAM, 92] Kammer, L. C.: "DESENVOLVIMENTO DE UM AMBIENTE DE SIMULAÇÃO PARA ANÁLISE DE DESEMPENHO DE CONTROLADORES ADAPTATIVOS". Dissertação de Mestrado, UFSC, 1992.

- [KRA, 84] Kraus, K. J.; Myron, T.: "SELF-TUNING PID CONTROLLER USES PATTERN RECOGNITION APPROACH". Control Engineering, pp 106-111, June 1984.
- [NIS, 84] Nishikawa, Y.; Sannomiya, N.; Ohta, T.; Tanaka, H.: "A METHOD FOR AUTO-TUNING OF PID CONTROL PARAMETERS". Automatica, vol 20, nº 3, pp 321-332, 1984
- [PAG, 89] Pagano, D. J.: "DESENVOLVIMENTO DE UM CONTROLADOR DIGITAL PID AUTO-AJUSTÁVEL BASEADO NUM SISTEMA ESPECIALISTA". Dissertação de Mestrado, UFSC, 1989.
- [PAL, 91] Paladino, A. D. A.: "UM GERADOR DE PROGRAMAS PARA SISTEMAS DE REGRAS DE PRODUÇÃO VISANDO A EFICIÊNCIA NA EXECUÇÃO". Dissertação de Mestrado, UFSC, 1991.
- [SAL, 91] Sallé, S.: "APPLICATION DES SYSTEMES EXPERTS A LA SUPERVISION D'ALGORITHMES EN AUTOMATIC". These de L'INPG, França, 1991.
- [SCH, 92] Schei, T. S.: "A METHOD FOR CLOSED LOOP AUTOMATIC TUNING OF PID CONTROLLER". Automatica, vol 28, nº 3, pp 587-591, 1992.
- [SHI, 88] Shinskey, F. G.: "PROCESS CONTROL SYSTEMS". New York, 3rd Edition McGraw-Hill, 1988

- [SMI, 58] Smith, O. J. M.: "FEEDBACK CONTROL SYSTEMS". New York, NY, McGraw-Hill, 1958.
- [SMI, 85] Smith, C. A.; Corripio, A. B.: "PRINCIPLES AND PRACTICE OF AUTOMATIC PROCESS CONTROL". Ed. J. Wiley & Sons, Inc., 1985.
- [WIT, 84] Wittenmark, B.; Åström, K. J.: "PRACTICAL ISSUES IN THE IMPLEMENTACION OF SELF-TUNING CONTROL". Automatica, vol 20, n° 5, pp 595-605, 1984
- [ZIE, 42] Ziegler, J. G.; Nichols, N.B.: "Optimum Settings for Automatic Controllers". Trans. ASME, pp 759-768, 1942